



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT

EIDGENÖSSISCHES AMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

Internationale Klassifikation: H 02 p 5/46  
//  
D 21 f 7/00

Gesuchsnummer: 7563/69

Anmeldungsdatum: 19. Mai 1969, 24 Uhr

Priorität: USA, 21. Mai 1968 (730825)

Patent erteilt: 31. Dezember 1970

Patentschrift veröffentlicht: 15. Februar 1971

G

## HAUPTPATENT

Beloit Corporation, Beloit (Wis., USA)

**Elektronisch gesteuerte Antriebsanordnung an einer aus mehreren angetriebenen Teilen bestehenden Fertigungsmaschine**

Richard A. Karlin, Wilmette/Ill., LeRoy H. Busker, Rockton/Ill., und Edgar J. Justus, Beloit/Wis. (USA),  
sind als Erfinder genannt worden

1

Die Erfindung betrifft eine elektronisch gesteuerte Antriebsanordnung an einer aus mehreren angetriebenen Teilen bestehenden Fertigungsmaschine, zur Drehzahlsteuerung der einzelnen dieser Teile und zur Einstellung eines bestimmten Drehzahlverhältnisses zwischen einzelnen dieser Teile der Maschine. Diese Anordnung ist insbesondere geeignet für die Geschwindigkeitssteuerung einer Papiermaschine, deren Geschwindigkeit insgesamt veränderbar sein muss, während ein festes Geschwindigkeitsverhältnis zwischen jedem ihrer Teile aufrecht erhalten bleibt und deren Teilgeschwindigkeiten im Verhältnis zueinander veränderbar sein müssen.

Fertigungsmaschinen, die aus mehreren getrennten Teilen bestehen, die zur Erzeugung eines gemeinsamen Ergebnisses miteinander verbunden sind, z. B. eine Papiermaschine, werden im allgemeinen dadurch betrieben, dass mehrere Wellen angetrieben werden. Alle Wellen müssen so angetrieben sein, dass ihre Winkelgeschwindigkeiten für die gewünschte Fertigungsgeschwindigkeit geeignet sind; ihre Drehzahlen müssen so zueinander im Verhältnis stehen, dass geeignete Geschwindigkeitsverhältnisse zwischen den einzelnen Teilen über die gesamte Maschinenlänge aufrecht erhalten bleiben. Beispielsweise ist es bei einer Papiermaschine notwendig, ein vorbestimmtes Geschwindigkeitsverhältnis zwischen den Teilen aufrecht zu erhalten, um einen gewünschten Zug in der Papierbahn zwischen diesen Teilen aufrecht zu erhalten.

Jede Welle kann von einer eigenen Energiequelle angetrieben sein, es können aber auch zwei oder mehrere Wellen, ja sogar alle Wellen von einer gemeinsamen Energiequelle angetrieben sein. Für den Fall, dass jede Welle von einer eigenen Energiequelle angetrieben ist, können die Winkelgeschwindigkeiten der Wellen verändert werden, und zwar sowohl was den absoluten Betrag als auch, was das Verhältnis zu anderen Geschwindigkeiten angeht, indem entweder die Drehzahl der Energiequelle oder das Übersetzungsverhältnis zwischen der Energiequelle und der Welle geändert wird. Für den Fall, dass dieselbe Energiequelle für mehrere Wellen be-

2

nutzt wird, kann die Einstellung des Verhältnisses zu anderen Geschwindigkeiten notwendigerweise nur durch eine veränderbare Kupplung bewerkstelligt werden.

Eine sorgfältige Steuerung sowohl der absoluten Beträge der Drehzahlen wie der Drehzahlverhältnisse ist für eine genaue und ökonomische Arbeitsweise der Maschine notwendig. Da bei den meisten Antrieben mit veränderbarer Drehzahl und bei den meisten Kupplungen mit veränderbarer Drehzahl leicht Drehzahländerungen auftreten, ist es notwendig, die Winkelgeschwindigkeit jeder Welle zu messen, die gemessene Winkelgeschwindigkeit mit der gewünschten Winkelgeschwindigkeit zu vergleichen und in Abhängigkeit von Abweichungen die Fehler der Winkelgeschwindigkeit zu korrigieren.

Es ist üblich, zum Messen der Drehzahlen eines Motors Tachometer und zum Vergleich der Ist-drehzahl mit der Soll-drehzahl und zur Erzeugung der Energie für den Betrieb einer Einrichtung, die die notwendige Korrektur durchführt, Servoverstärker zu verwenden. Derartige Regeleinrichtungen haben mehrere Nachteile, darunter die Erscheinung des Pendelns, Fehlermöglichkeiten in der gewünschten Einstellung oder im Tachometer, die Schwierigkeit, die Einrichtung zu speisen, und die Schwierigkeit, Genauigkeiten, die besser sind als 1 %, zu erzielen. Viele dieser Nachteile stammen von der Benutzung ungenauer Analoge her, um die gemessene Drehzahl und den gewünschten Einstellungspunkt wiederzugeben.

Wenn jede der Wellen der Maschine über eine Kupplung von einem Antrieb angetrieben wäre, wobei die Motordrehzahl und das Kupplungsverhältnis fixiert wären, würde ein beträchtlicher Vorteil erzielt werden, da Regelungen und Vergleichsmessungen nicht notwendig wären. In einer solchen Einrichtung könnten die Antriebe und die Kupplungen auf die gewünschte absolute Geschwindigkeit und das gewünschte Geschwindigkeitsverhältnis eingestellt werden und würden bei diesen Einstellungen bleiben.

Bei einer grossen Anzahl von Fertigungsmaschinen, insbesondere bei solchen, die zur Herstellung von Papier-

erzeugnissen verwendet werden, sind jedoch ein Antrieb mit fester Drehzahl und ein festes Kupplungsverhältnis für jede der Wellen praktisch nicht verwendbar. So muss z. B. eine besondere Papiermaschine eine Geschwindigkeitsänderung für die gesamte Maschine im Bereich 1:10 zulassen. Weiterhin muss zwischen den einzelnen Teilen der Maschine eine Änderung des Geschwindigkeitsverhältnisses von zumindest 10 % möglich sein. Deshalb muss für eine Papiermaschine die Drehzahl des Antriebs um einen Faktor 10 veränderbar sein, und das Kupplungsverhältnis muss innerhalb eines Bereiches von zumindest 10 % veränderbar sein.

Es ist vorgeschlagen worden, eine solche Einrichtung mit einem Antrieb zu versehen, der eine feste Drehzahl aufweist und der über Kupplungen mit einzelnen Motoren für die Maschinenteile verbunden ist, wobei die Kupplungen einstellbar sind, um die Geschwindigkeit der gesamten Maschine und das Geschwindigkeitsverhältnis zwischen den einzelnen Teilen der Maschine ändern zu können. Da eine Drehzahländerung aller Motoren die gleichzeitige Einstellung jeder einzelnen Kupplung erfordert, ist eine solche Einrichtung nur sehr begrenzt verwendbar, z. B. da, wo die Gesamtgeschwindigkeit der Maschine nur um einen relativ geringen Faktor geändert wird. Ausserdem können die Verstellungen, wenn sie während des Fertigstellungsvorgangs durchgeführt werden, notwendigerweise nur in geringem Umfang vorgenommen werden.

Wenn die Anforderungen an die Geschwindigkeitsänderung der gesamten Maschine zunehmen, wird eine solche Einrichtung unpraktisch, und zwar in erster Linie wegen der Kompliziertheit und der daraus resultierenden Kosten der Kupplungen. Ausserdem ist die Genauigkeit einer solchen Einrichtung vergleichsweise gering, da jede Kupplung einen relativ grossen Änderungsbereich aufweisen muss.

Es ist bekannt, dass ein elektrischer Synchronmotor mit einer Drehzahl arbeitet, die proportional der ihm zugeführten Frequenz ist. Ausserdem kann ein solcher Motor mit einer Welle über eine Kupplung mit konstanter Übersetzung gekuppelt werden, wenn ein geeignetes Getriebe verwendet wird. Wenn die zahlreichen Wellen einer Maschine mit mehreren derartigen elektrischen Synchronmotoren über derartige Kupplungen mit konstanter Übersetzung gekuppelt werden, können dadurch, dass den Motoren elektrische Ströme genauer Frequenzen zugeführt werden, die Drehzahlen der Wellen und die Verhältnisse der Drehzahlen auf dem gewünschten Wert mit derselben Genauigkeit gehalten werden, mit der die Frequenzen der zugeführten elektrischen Ströme eingehalten werden.

Eines der Verfahren, die gewünschten elektrischen Ströme zu erzeugen, besteht darin, einen Führungs- oder Hauptoszillator mit konstanter Frequenz zu verwenden, dem mehrere Frequenzteiler nachgeschaltet sind, von denen jeder mit einem Motor verbunden ist. Eine solche Einrichtung ist im wesentlichen identisch mit derjenigen, bei der veränderbare Kupplungen verwendet werden. Wie bereits erwähnt wurde, ist eine solche Einrichtung praktisch nur verwendbar, wenn sich die gesamte Maschinengeschwindigkeit nur in relativ kleinem Bereich ändert. In einer Einrichtung jedoch, bei der mehrere Frequenzteiler dem Hauptoszillator nachgeordnet sind, von denen jeder mit einem Motor verbunden ist und bei der die Ausgangsfrequenz des Hauptoszillators einstellbar ist, um die Geschwindigkeit der gesamten Maschine ändern zu können, können Schwierigkeiten auftreten,

wenn der Geschwindigkeitsbereich der Maschine relativ gross ist. Eine der bei einer solchen Anordnung hauptsächlich auftretenden Schwierigkeiten besteht darin, dass die bekannten einstellbaren Oszillatoren über einen we-  
5   sentlichen, die gewünschte Einstellung enthaltenden Bereich nicht genau arbeiten. Zum Beispiel ist bei einem LC-Oszillator eine Einstellung entweder der Kapazität oder der Induktivität um einen Faktor von zumindest 16 notwendig, um eine Frequenzänderung um einen  
10   Faktor von 4 zu erzielen. Andere einstellbare Oszillatoren bringen ebenfalls Schwierigkeiten mit sich. Jedoch ist eine solche Einrichtung ein Vorteil gegenüber der vorher beschriebenen Einrichtung, bei der die einzelnen Kupplungen oder Frequenzteiler einstellbar sind und  
15   allein die gewünschte Geschwindigkeitsänderung für die gesamte Maschine vornehmen.

Die Verwendung eines Hauptoszillators, dessen Frequenz veränderbar ist, zum Antrieb mehrerer Motoren über jeweils einen Frequenzteiler ist von besonderem  
20   Vorteil bei den Fertigungsmaschinen, die in einem grossen Drehzahlbereich arbeiten. Bei Papiermaschinen ist es z. B. notwendig, dass die Maschine vom vollständigen Stillstand bis zu Betriebsgeschwindigkeiten betrieben werden kann, die relativ gross sind. Hinzu kommt, dass  
25   ein gewisser Zug zwischen bestimmten Teilen der Papiermaschine benötigt wird. Dieser Zug wird dadurch hervorgerufen, dass an einer Stelle der Papiermaschine eine im Vergleich zu einer anderen Stelle unterschiedliche Geschwindigkeit verwendet ist. Beim Konstanthal-  
30   ten dieses Zugs, während die Geschwindigkeit der gesamten Maschine sich ändert, wurden jedoch Schwierigkeiten bei den Einrichtungen festgestellt, bei denen der Führungs- oder Hauptoszillator auf einer festen Ausgangsfrequenz gehalten wird und die Einstellung durch  
35   die einzelnen Frequenzteiler, die mit den Motoren verbunden sind, vorgenommen wurde. Es besteht deshalb Bedarf für eine Einrichtung, bei der der Hauptoszillator über einen relativ grossen Frequenzbereich einstellbar  
40   ist und mit mehreren Frequenzteilern verbunden ist, von denen jeder ebenfalls über einen vorbestimmten Bereich einstellbar und mit einem entsprechenden Motor der Fertigungsmaschine verbunden ist.

Um die vorstehend erwähnten Nachteile zu beseitigen, war beabsichtigt worden, einen Hauptoszillator aus  
45   einem Oszillatorteil mit konstanter Frequenz zu bilden, dem ein Hauptfrequenzteiler oder -umsetzer nachgeordnet war, dem wiederum mehrere Frequenzteiler nachgeordnet waren, von denen jeder mit einem bestimmten Motor der Fertigungsmaschine verbunden war.  
50   Obwohl eine solche Einrichtung die Erfordernisse im Hinblick auf die Aufrechterhaltung eines bestimmten Zugs zwischen den einzelnen Stationen oder Teilen einer Papiermaschine erfüllt, ist sie nicht so ausführbar, wie es auf den ersten Blick scheinen mag. Um die benötigte  
55   Auflösung sowohl an den einzelnen Teilern als auch am Hauptteiler zu erzielen, muss der Oszillator konstanter Frequenz eine relativ hohe Frequenz aufweisen, um eine Ausgangsfrequenz innerhalb des Bereichs bekannter Synchronmotoren abgeben zu können. Wenn z. B.  
60   der Hauptteiler eine Auflösung von 1:1000 und die einzelnen Teiler eine Auflösung von 1:10 000 aufweisen, um eine Ausgangsfrequenz im Bereich von 360 Hz liefern zu können, muss der Oszillator mit fester Frequenz ein Ausgangssignal von 3,6 GHz aufweisen. Obwohl  
65   eine derartige Einrichtung einige der Nachteile bekannter Einrichtungen überwinden würde, ist sie in der Praxis nicht optimal geeignet.

Eine realistischere Annäherung an die Lösung des Problems ergibt sich durch eine Einrichtung, in der ein Oszillator konstanter Frequenz über einen Pulschopper mit mehreren Frequenzteilern verbunden ist, von denen jeder mit einem Motor der Fertigungsmaschine verbunden ist. Bei einer solchen Einrichtung braucht der Oszillator konstanter Frequenz nur ein Ausgangssignal von 3,6 MHz zu liefern, um 360 Hz als Ausgangssignal bei den einzelnen Teilern zu erzielen. Deshalb ermöglicht diese Einrichtung eine Steuerung der einzelnen Motoren der Papiermaschine, die in hohem Masse genau ist und die frei ist von den vorstehend beschriebenen Nachteilen.

In den Einrichtungen, die je einen Teiler für jeden Maschinenteil verwenden, Teiler, die einstellbar sind, um die Drehzahl der mit ihnen verbundenen Motoren zu verändern, können Schwierigkeiten während des Einstellzeitraums auftreten. Der gewöhnliche Teiler- oder Umsetzerkreis enthält mehrere Binärelemente, deren jeweilige Ausgänge mit Schaltern verbunden sind. Die Ausgänge der Schalter sind mit einem Und-Gatter verbunden, um beim gleichzeitigen Auftreten eines Ausgangssignals an jedem der Schalter einen Puls als Ausgangssignal zu erzeugen. Wenn dieser Puls des Und-Gatters verwendet wird, um einen Schaltkreis, der mit einem Wechselrichter und einem Motor verbunden ist, anzutreiben, können Schwierigkeiten auftreten, wenn der Puls ununterbrochen über einen relativ langen Zeitraum aufrecht erhalten ist oder wenn der Puls während eines relativ langen Zeitraums nicht auftritt.

Jede der beiden Bedingungen kann während der Einstellung der mit dem Teilerkreis verbundenen Schalter auftreten. Wenn z. B. die Schalter so aufgebaut sind, dass sie während der Bewegung von einem Kontakt nach dem anderen vollständig unterbrochen sind und wenn ein Puls in der Zeit zugeführt wird, in der eine solche Bewegung stattfindet, tritt kein Ausgangssignal auf. Wegen der relativ hohen verwendeten Frequenzen ist es möglich, dass eine vollständige Gruppe derartiger Ausgangsimpulse während des Umschaltvorgangs eliminiert wird. Unter solchen Bedingungen läuft ein mit dem Wechselrichter verbundener Synchronmotor frei und wird wahrscheinlich aus dem Synchronismus kommen und anfangen, als Induktionsmotor zu laufen. Beim Wiederauftreten der Ausgangspulse kann der Motor nicht in den synchronen Betrieb zurückkehren und wird fortfahren, wie ein Induktionsmotor zu laufen. Ausserdem können Ausgleichsvorgänge erzeugt werden, die für die Elemente des Stromkreises nachteilig sind.

Wenn andererseits die mit den Binärelementen des Teilers verbundenen Schalter flinke Schalter sind, können andere Schwierigkeiten auftreten. Von flinken Schaltern soll gesprochen werden, wenn zwei sich gegenüberliegende Kontakte gleichzeitig Verbindung mit dem Umschaltarm des Schalters während seiner Bewegung von einem Kontakt zum anderen bekommen. Während einer solchen Bewegung werden die beiden Kontakte miteinander kurzgeschlossen und können, abhängig von der Art des Binärelements, mit dem der Schalter verbunden ist, die beiden Ausgänge des Binärelements miteinander und mit dem Eingang der folgenden Binärstufe kurzgeschlossen werden. Eine solche Bedingung führt zu einem fehlerhaften Ausgangssignal des Teilerkreises, insbesondere wenn sie eine Zeitlang aufrecht erhalten bleibt. Die grössere Gefahr tritt jedoch auf, wenn ein Ausgangspuls während der Zeit abgegeben wird, in der die Schalter umgeschaltet werden. Unter einer solchen Bedingung

kann der Puls über einen beträchtlichen Zeitraum aufrecht erhalten werden. Wenn dieser Ausgangspuls beispielsweise dem Gitter eines gesteuerten Siliziumgleichrichters zugeführt wird, kann er, wenn er über eine beträchtliche Zeitspanne aufrecht erhalten bleibt, die Zerstörung dieses gesteuerten Siliziumgleichrichters und möglicherweise die Zufuhr einer Gleichspannung an die Wicklungen des Synchronmotors verursachen. Ein Vergleich der relativ notwendigen Zeiten mit der Frequenz, bei der die Einrichtung arbeitete, macht offensichtlich, dass eine beträchtliche Zahl von Schwierigkeiten durch die Verwendung mechanischer Schalter für die Einstellung des Ausgangs der Teilerbereiche auftreten kann.

Ein weiteres mit diesen Einrichtungen verbundenes Problem ist ganz allgemein das, einen Puls zu erzeugen, welcher genügend Leistung aufweist, um die gesteuerten Gleichrichter in den Wechselrichterteilen, die mit den Motoren verbunden sind, zu erzeugen. Um gute Schaltbedingungen in den Wechselrichtern zu erhalten, muss ein Auslöseimpuls relativ hoher Leistung über einen vorbestimmten Zeitabschnitt erzeugt werden, um die gesteuerten Gleichrichter innerhalb der kürzestmöglichen Zeit zu sättigen oder innerhalb der kürzestmöglichen Zeit abzuschalten. Wenn diese Bedingungen nicht eingehalten werden, ist es möglich, dass die gesteuerten Gleichrichter Ausgleichsvorgänge oder andere Streuspannungen, die in der Einrichtung nicht erwünscht sind, verursachen. Wenn weiterhin relativ grosse Ströme durch die gesteuerten Gleichrichter geleitet werden, ist es möglich, dass die Einrichtungen zerstört werden, wenn keine genauen Schaltspannungen und -ströme erzeugt werden.

Ein Verfahren zur Erzeugung eines Auslöseimpulses oder Triggerpulses, welches ausreicht, um diese Schwierigkeiten zu überwinden, besteht darin, zwei statische Wechselrichter zu verwenden, die miteinander in Kaskade geschaltet sind. Der erste statische Wechselrichter empfängt das Ausgangssignal von dem Teiler, gewöhnlich in Form relativ kurzer und scharfer Impulse und erzeugt als Ausgangssignale eine Rechteckwelle derselben Frequenz, jedoch höherer Leistung. Diese Impulse höherer Leistung werden dann verwendet, um den nachfolgenden statischen Wechselrichter, der den den einzelnen Motoren gelieferten relativ hohen Strom steuert, zu treiben. Eine solche Anordnung erhöht jedoch stark die Kompliziertheit und die Kosten der Einrichtung.

Wenn ein Synchronmotor mit einer bestimmten Frequenz betrieben wird, muss die ihm zugeführte Spannung auf einer vorbestimmten, der Frequenz proportionalen Grösse bleiben. Wenn die dem Synchronmotor zugeführte Frequenz zunimmt, muss auch die ihm zugeführte Spannung zunehmen, um ein einwandfreies Arbeiten des Motors aufrecht zu erhalten. Eine Hauptschwierigkeit, denen man bei derartigen Einrichtungen begegnet, die mit mehreren Synchronmotoren arbeiten, die aus einer gemeinsamen Quelle gespeist und mit unterschiedlichen Drehzahlen angetrieben sind, besteht darin, die den Motoren zugeführte Spannung proportional der Frequenz zu halten. Wenn z. B. mehrere Wechselrichter mit einer gemeinsamen Gleichstromquelle verbunden sind und jeder der Wechselrichter mit einem anderen Motor verbunden ist, um diesen mit einer gegenüber den anderen Motoren unterschiedlichen Drehzahl zu erregen, ist die Amplitude der den Motoren zugeführten Spannung gleich der Amplitude der gemeinsamen Gleichstromquelle. Folglich kann nur einer der Motoren in einer solchen Einrichtung bei einer ihm zuge-

fürten Spannung arbeiten, deren Amplitude proportional der Frequenz ist. Die anderen Motoren einer derartigen Einrichtung würden unter schlechten Bedingungen arbeiten, da die Amplitude der ihnen zugeführten Spannung entweder kleiner oder grösser ist als die der Frequenz proportionale Spannung.

In Fertigungsmaschinen, die im wesentlichen aus mehreren getrennten Stationen oder Teilen gebildet sind, die untereinander zur Erzielung eines gemeinsamen Ergebnisses verbunden sind, ist es oftmals erwünscht, die Arbeit eines Teils zu unterbrechen, während die anderen Teile weiterhin arbeiten. Ausserdem möchte man in der Lage sein, einen einzelnen Teil bei relativ geringer Geschwindigkeit zu starten und allmählich die Geschwindigkeit zu vergrössern, bis sie der Geschwindigkeit der anderen Stationen in der gesamten Maschine angeglichen ist. Wenn Synchronmotoren verwendet sind, ist es weiterhin wünschenswert, diese Motoren bei geringer Drehzahl, jedoch im Synchronismus, zu starten und die synchrone Arbeitsweise während der Drehzahlerhöhung bis zur Betriebsdrehzahl beizubehalten. Der Motor kann auf die Drehzahl der Motoren der anderen Stationen gebracht werden und damit während des Betriebs der gesamten Maschine im Synchronismus gehalten werden.

Während des Betriebs einer Fertigungsmaschine, z. B. einer Papiermaschine, arbeiten oftmals einer oder mehrere der mit den getrennten Teilen verbundenen Motoren als Bremse auf die Einrichtung, um einen genauen Zug in dem gefertigten Material aufrecht zu erhalten, z. B. in der Papierbahn. Der Motor, der unter derartigen Bedingungen arbeitet, wirkt als Generator, nicht als Motor und neigt dazu, Energie zurück an die Energiequelle zu liefern. Als Folge der üblicherweise in Drehzahlsteuereinrichtungen für den Betrieb derartiger Motoren verwendeten Schaltelemente kann jedoch diese Energie nicht an die Energiequelle zurückgeliefert werden. Da die Kosten der elektrischen Energie ein wesentlicher Faktor bei vielen Fertigungsmaschinen sind, insbesondere bei Papiermaschinen, wäre es wünschenswert, wenn Energie von den Motoren, die als Generatoren arbeiten, an die Energiequelle zurückgeliefert werden könnte.

Bei den Einrichtungen, bei denen gesteuerte Siliziumgleichrichter zur Steuerung der einem Motor oder mehreren Motoren zugeführten Energie eingesetzt sind, besteht die Hauptschwierigkeit darin, die Gleichrichter in den gesperrten Zustand überzuführen. Diese Schwierigkeit tritt insbesondere bei den Einrichtungen auf, bei denen mit grossen Leistungen gearbeitet wird. Die Folge der Schwierigkeit, die Gleichrichter in den gesperrten Zustand zu bringen, besteht darin, dass die Drehzahlgenauigkeit der Motoren in hohem Masse vermindert wird.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine elektronisch gesteuerte Antriebsanordnung der eingangs genannten Art zu schaffen, die es ermöglicht, die Geschwindigkeit der gesamten Fertigungsmaschine, ohne Veränderung der Geschwindigkeitsverhältnisse von deren einzelnen Teilen, z. B. in einem Verhältnis von 1:10 zu verändern, wobei diese Geschwindigkeitsverhältnisse um mindestens 10 % verstellbar sind, die Anordnung auch während der Einstellvorgänge fehlerfrei arbeitet und der Betrieb jedes einzelnen Teiles der Maschine unterbrochen und dessen Geschwindigkeit vom Stillstand stufenweise bis zur Arbeitsgeschwindigkeit erhöht werden kann.

Dies wird erfindungsgemäss dadurch erreicht, dass als Antrieb mehrere Motoren vorgesehen sind, von de-

nen jeder mit einem anderen Teil der Fertigungsmaschine verbunden ist und jeder aus einem mit einer Gleichstromquelle verbundenen Wechselrichter gespeist ist, der ein Steuersignal aus einem von mehreren Frequenzwandlerstufen erhält, welche mit dem Ausgang eines Hauptoszillators veränderbarer Frequenz verbunden sind.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung ist in der Zeichnung dargestellt und wird nachfolgend im einzelnen beschrieben. Es zeigen:

Fig. 1 das Blockdiagramm einer Papiermaschine, bei deren Antrieb die elektronische Steuereinrichtung insbesondere anwendbar ist;

Fig. 2 das Blockschaltbild von Gleichrichter- und Wechselrichterkreisen mit ihren Steuerkreisen der Steuereinrichtung;

Fig. 3 das Blockschaltbild eines mehrphasigen Stromkreises veränderbarer Frequenz zur Steuerung des in Fig. 2 dargestellten Wechselrichterkreises;

Fig. 4 teilweise als Schalt-, teilweise als Blockschaltbild den in Fig. 2 dargestellten Gleichrichterkreis, der den dreiphasigen Wechselstrom in Gleichstrom umwandelt, dessen Amplitude proportional der Frequenz der Spannung ist, die mit dem ihm verbundenen Motor zugeführt wird;

Fig. 5 teilweise als Schalt-, teilweise als Blockschaltbild den in Fig. 2 dargestellten Wechselrichter-Brückenkreis, der Gleichstrom in Wechselstrom einer Frequenz umwandelt, die proportional der gewünschten Drehzahl des mit ihm verbundenen Motors ist;

Fig. 6 ein Diagramm mit den Wellenformen des Wechselstroms am Ausgang des in Fig. 5 dargestellten Wechselrichter-Brückenkreises;

Fig. 7 teilweise als Schalt-, teilweise als Blockschaltbild den in Fig. 2 dargestellten Energie-Wiedergewinnungskreis, der elektrische Energie an die Wechselstromquelle zurückführt, wenn der zugehörige Motor des Kanals als Generator arbeitet;

Fig. 8 die Schemadarstellung des Wechselrichterschaltkreises, der in der in Fig. 2 dargestellten Einrichtung verwendet wird, um eine genaue Umschaltung der Schalteinrichtungen in der mit ihm verbundenen Wechselrichterbrücke zu gewährleisten;

Fig. 9 das Schaltbild des in Fig. 2 dargestellten Reglers für die Gleichspannung;

Fig. 10 und 11 Schaltbilder von Phasensteuerungen, die in der in Fig. 2 dargestellten Einrichtung verwendet werden;

Fig. 12 das Schaltbild von Gittersteuerstromkreisen für gesteuerte Siliziumgleichrichter, die in dem in Fig. 4 dargestellten Gleichrichterkreis, dem in Fig. 5 dargestellten Wechselrichterbrückenkreis und dem in Fig. 7 dargestellten Energiewiedergewinnungskreis verwendet sind;

Fig. 13 das Schaltbild eines Steuerkreises, der in Verbindung mit dem Gittersteuerkreis für die gesteuerten Siliziumgleichrichter nach Fig. 12 verwendet ist, um die in Fig. 5 dargestellte Gleichrichterbrücke zu steuern;

Fig. 14 das Blockschaltbild eines Oszillators veränderbarer Frequenz, der in der in Fig. 3 dargestellten Einrichtung verwendet werden kann;

Fig. 15 das Blockschaltbild des Steuerkreises für die Hochlaufdrehzahl, der in der in Fig. 3 dargestellten Einrichtung verwendet wird;

Fig. 16 ein Schaltbild des Hochlaufmultivibrators, der in dem in Fig. 15 dargestellten Steuerkreis verwendet ist;

Fig. 17 das Schaltbild eines Flipflops für die Taktsteuerung, die in dem in Fig. 15 dargestellten Steuerkreis verwendet ist.

Fig. 18 das Blockschaltbild eines logischen Kreises für die Geschwindigkeitssteuerung, der in der in Fig. 3 dargestellten Einrichtung verwendet ist, und

Fig. 19 das Blockschaltbild eines Mehrphasengenerators, der in der in Fig. 3 dargestellten Einrichtung verwendet wird.

Die schematische Darstellung in Fig. 1 zeigt die verschiedenen Teile einer Papiermaschine, die von einem elektronisch gesteuerten Antrieb angetrieben ist. Im einzelnen besteht die Papiermaschine aus einer Siebpartie 25, einer ersten Presse 26, einer zweiten Presse 27, einer dritten Presse 28, einem ersten Trockner 29, einem zweiten Trockner 30, einem Kalandr 31 und einem Aufwickler 32. Jeder dieser Teile kann von einem oder mehreren Motoren angetrieben sein, die von einem elektronischen Antrieb oder einer elektronischen Drehzahlsteuereinrichtung gesteuert sind.

Wie vorstehend erwähnt wurde, müssen Vorkehrungen getroffen sein, um die Geschwindigkeit der Papiermaschine ändern zu können, und zwar entweder die der gesamten Maschine oder die irgendeines Teils unabhängig von den anderen Teilen. Jede Papiersorte und jedes Papiergewicht haben, verbunden mit dem Material, aus dem das Papier hergestellt wird, eine definierte Geschwindigkeit, die den Erfordernissen dieses Papiers am besten angepasst ist. Veränderungen sowohl im angelieferten Material als auch in der ihm gegebenen Behandlung haben einen Einfluss auf die Geschwindigkeit, bei der die Maschine laufen kann. Die Geschwindigkeiten der verschiedenen Teile dieser Maschinen müssen ausserdem einstellbar, jedoch unabhängig voneinander sein. Wenn die Bahn nass ist und die Pressen 26, 27 und 28 passiert, streckt es sich in der Länge und zieht sich in der Breite zusammen. Während der letzten Trockenstufe im zweiten Trockner 30 zieht sich die Bahn in beiden Richtungen zusammen. Es müssen deshalb die zweite und die dritte Presse 27 und 28 schneller laufen als die erste Presse 26, und der letzte Teil der Trockenpartie, der zweite Trockner 30, muss langsamer laufen als der vorhergehende Teil. Diese differenzierten Änderungen müssen in vielen Fällen während des Anlaufs der Papiermaschine mehrfach geändert werden, und die Änderungen müssen fortgesetzt werden, bis die Maschine sich beruhigt hat, also einwandfrei läuft. Bis zur Beruhigung kann es auch dann mehrere Stunden dauern, wenn von einer Papiersorte auf eine sehr unterschiedliche Papiersorte gewechselt wird.

Die Spannung des Papiers zwischen den Teilen einer Papiermaschine wird als «Zug» bezeichnet. Wenn eine Spannungsänderung die Bahn zu sehr spannt, reisst das Papier, wenn nicht eine Geschwindigkeitsänderung durchgeführt wird, um die Spannungsänderung zu kompensieren. Wenn die Spannung nachlässt, treten andere Schwierigkeiten auf, z. B. wirft die Bahn Falten. Wenn eine Maschine einmal so eingestellt ist, dass sie eine Papierbahn bei der richtigen Geschwindigkeit erzeugt, ist die Aufrechterhaltung konstanter Arbeitsbedingungen von grosser Bedeutung.

Fig. 2 zeigt das Blockschaltbild des Gleichrichter- und Wechselrichterkreises und der verschiedenen Steuerkreise, die mit dem Gleichrichter- und Wechselrichterkreis verbunden sind, um eine Spannung aus einer üblichen Spannungsquelle von 60 Hz in eine Spannung gewünschter Frequenz umzuwandeln, wobei die Ampli-

tude der Spannung proportional der Frequenz ist und die gewünschte Frequenz proportional der gewünschten Drehzahl des Motors. Die in Fig. 2 dargestellte Anordnung dient zum Antrieb nur eines Motors der Fertigungsmaschine. Jeder Motor, der mit einer Drehzahl arbeitet, die sich von der Drehzahl aller anderen Motoren unterscheidet, benötigt einen eigenen Gleichrichter- und Wechselrichterkanal, wie er in Fig. 2 dargestellt ist. Anordnungen, die mit der in Fig. 2 dargestellten Anordnung identisch sind, müssen für jeden Motor verwendet werden, der mit einer anderen Drehzahl betrieben wird. Wenn zwei oder mehr Motoren mit derselben Drehzahl betrieben werden, kann derselbe Gleichrichter, und Wechselrichterkanal, wie er in Fig. 2 dargestellt ist, für alle diese Motoren verwendet werden. Z. B. können zwei oder mehr Motoren mit dem Ausgang des in Fig. 2 dargestellten Kreises verbunden sein.

Wie in Fig. 2 dargestellt ist, sind die Eingänge eines Gleichrichters 33 über Leitungen 34, 35 und 36 mit einer Dreiphasen-Wechselstromquelle von 60 Hz verbunden. Der Gleichrichter 33 wandelt den an seinem Eingang ankommenden Wechselstrom in Gleichstrom um und gibt diesen pulsierenden Gleichstrom über seinen Ausgang auf Leitungen 37 und 38. Ein Gleichstromkreis 39 filtert die Spannung auf den Leitungen 37 und 38 und liefert eine Gleichspannung konstanter Amplitude auf Ausgangsleitungen 40 und 41.

Die Gleichspannung auf den Leitungen 40 und 41 wird über einen Wechselrichterschaltkreis 42 einer Wechselrichterbrücke 43 zugeführt. Die Wechselrichterbrücke 43 wandelt die Gleichspannung auf den Leitungen 40 und 41 in eine Dreiphasen-Wechselspannung einer gewünschten Frequenz um, die an Leitungen 44, 45 und 46 liegt. Die Frequenz der von der Wechselrichterbrücke 43 gelieferten Spannung wird von einem Mehrphasen-Frequenzgenerator 47, der mit der Wechselrichterbrücke 43 verbunden ist, gesteuert. Die Frequenz der Spannung am Ausgang der Wechselrichterbrücke 43 ist proportional der Drehzahl, mit der ein mit der Brücke 43 verbundener Synchronmotor 48 angetrieben wird. Eine Verstellung des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 ändert die Frequenz am Ausgang der Wechselrichterbrücke 43 und ändert entsprechend die Drehzahl des Motors 48. Wenn der Motor 48 in einem grossen Drehzahl- und Frequenzbereich im Synchronismus betrieben werden soll, muss die ihm zugeführte Spannung auf einer vorbestimmten Amplitude, die proportional dieser Frequenz ist, gehalten werden. Damit der Gleichrichter 33 eine Gleichspannung liefern kann, deren Amplitude proportional der Frequenz der dem Motor 48 zugeführten Spannung ist, ist eine Rückführungsschleife verwendet, um die leitenden Halbwellen des Gleichrichters 33 zu steuern. Die Rückführungsschleife enthält einen Gleichstromregler 49, dessen einer Eingang mit einem Ausgang des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 und dessen anderer Ausgang mit dem Gleichstromkreis 39 verbunden ist. An einer Ausgangsleitung 50 des Gleichstromreglers 49 liegt eine Spannung, die proportional der Frequenz des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 ist. Das Ausgangssignal auf der Leitung 50 wird einem Gleichrichter-Phasensteuerkreis 51 zugeführt, der den Zündwinkel von gesteuerten Gleichrichtern in dem Gleichrichterkreis 33 in Abhängigkeit von dem Ausgangssignal des Gleichstromreglers 49 steuert. Die beschriebene Rückführung erlaubt eine kontinuierliche Überwachung der Frequenz der dem Motor zugeführten Spannung und eine Veränderung der



Amplitude dieser Spannung. Da die Gleichspannung am Ausgang des Gleichrichters 33 zusammen mit der festgelegten Frequenz verändert wird und diese Spannung der Wechselrichterbrücke 43 zugeführt ist, ändert sich die Ausgangsspannung der Wechselrichterbrücke 43 entsprechend.

Da der Energieverbrauch in erheblichem Masse die Betriebskosten vieler Fertigungsmaschinen, z. B. einer Papiermaschine, bestimmt, ist es oftmals erwünscht, Energie zurück in die 60-Hz-Energiequelle liefern zu können. Eine Energierückführung nach der Energiequelle kann dann vorkommen, wenn ein bestimmter Motor, z. B. einer der Motoren 48, einen Zug in der Fertigungsmaschine erzeugt und als Generator arbeitet. Die Rückführung von Energie an die 60-Hz-Energiequelle war jedoch bisher nicht durchführbar wegen der in den bekannten Wechselrichter- und Gleichrichterkreisen verwendeten Schaltanordnungen.

Bei der vorliegenden Ausführung ist diese Schwierigkeit dadurch überwunden, dass ein Energiewiedergewinnungskreis 52 – Regeneratorkreis – zwischen die Gleichspannung führenden Leitungen 40 und 41 und die mit der 60-Hz-Energiequelle verbundenen Leitungen 34, 35 und 36 geschaltet ist. Die Wechselrichterbrücke 43 ist, wie noch erläutert werden wird, so ausgelegt, dass sie einen Stromfluss von den Leitungen 44, 45 und 46 nach den Leitungen 40 und 41 ermöglicht. Der vom Motor 48 erzeugte Strom kann jedoch nicht durch den Gleichrichter 33 fließen. Folglich wird der in umgekehrter Richtung fließende Strom von einem Stromregler 53 erfasst, der wiederum einen Phasensteuerkreis 54 für den Wiedergewinnungskreis 52 in Abhängigkeit von der Stromumkehr in dem Gleichstromkreis 39 steuert. Die Phasensteuerung 54 steuert das Zünden von gesteuerten Gleichrichtern im Wiedergewinnungskreis 52, um einen Stromfluss von den Leitungen 40 und 41 nach den Leitungen 34, 35 und 36 zu ermöglichen. Folglich kann immer dann, wenn der Motor in Abhängigkeit von der Arbeitsweise der Fertigungsmaschine, in der er verwendet ist, als Generator arbeitet, Strom an die 60-Hz-Energiequelle zurückgeliefert werden, wodurch Energie gespeichert wird. Daraus ergibt sich, dass Energie dann, wenn mehrere Stromkreise verwendet werden, von denen jeder identisch dem in Fig. 2 dargestellten Stromkreis ist, nicht notwendigerweise an die 60-Hz-Energiequelle zurückgeliefert werden muss, sondern ebenso einem anderen Gleichrichter- und Wechselrichterkreis zugeführt werden kann, der einem anderen Motor der Fertigungsmaschine zugeordnet ist.

In Fig. 3 ist das Blockschaltbild einer bevorzugten Ausführung der Mehrphasen-Frequenzgeneratoren 47 dargestellt, welche die Frequenz der Ausgangsspannung aus den Wechselrichterbrücken 43 steuern. Da mehrere Kanäle oder Mehrphasen-Frequenzgeneratoren 47 in Fig. 3 dargestellt sind, sind die gleichen Bezugsziffern verwendet, um die einander entsprechenden Elemente in den jeweiligen Kanälen zu bezeichnen. Dabei ist den Bezugszeichen, die Elemente des Kanals A bezeichnen, der Buchstabe a zugefügt, den Bezugszeichen, die entsprechenden Elemente im Kanal B bezeichnen, der Buchstabe b. Allen Kanälen, die mit den Motoren 48 verbunden sind, die zum Antrieb der aus mehreren Teilen bestehenden Fertigungsmaschine vorgesehen sind, ist ein Hauptoszillator 55 veränderbarer Frequenz gemeinsam.

Der Oszillator 55 veränderbarer Frequenz liefert auf eine Leitung 56 ein Ausgangssignal, welches aus einer Reihe von Impulsen besteht. Diese Impulse aus dem

Ausgang des Oszillators 55 treten mit relativ hoher Frequenz auf, z. B. mit 1 MHz. Der Oszillator 55 veränderbarer Frequenz, der die Hauptsteuerung für die Einrichtung bildet, kann verschiedene Formen annehmen, z. B. die folgenden, ohne hierauf beschränkt zu sein:

#### I Oszillator veränderbarer Frequenz, z. B.

1. LC-Oszillator mit veränderbarer Induktivität L,
2. LC-Oszillator mit veränderbarer Kapazität C,
3. Oszillator mit veränderbarem Widerstand R oder veränderbarer Kapazität C in überbrückter T- in paralleler T- oder in Phasenschieberschaltung,
4. Oszillator mit veränderbarem Widerstand R oder einer veränderbaren Induktivität L in überbrückter T- in paralleler T- oder in Phasenschieberschaltung,
5. veränderbarer Kippschwinggenerator (relexation oscillator),
6. variabler Multivibrator und
7. variabler Integrator

#### II Oszillator konstanter Frequenz, dem Teiler-, Überlagerer- und Filterkreise in der Anordnung nachgeschaltet sind, wie sie auf dem Gebiet der Elektronik als digitale Frequenzsynthese bekannt sind;

#### III Oszillator konstanter Frequenz, dem analoge Zählkreise, die als veränderbare analoge Teiler wirken, nachgeschaltet sind;

#### IV Oszillator veränderbarer Frequenz, bei dem man gezwungen ist, das untergesetzte Ausgangssignal eines Oszillators konstanter Frequenz mit Hilfe einer Servoschleife abzustimmen; und

#### V Oszillator konstanter Frequenz, dem ein digitaler Zählkreis, der als veränderbarer digitaler Unter-setzer arbeitet, nachgeschaltet ist.

Die Oszillatoren konstanter Frequenz, die vorstehend erwähnt wurden, können durch mechanische Resonanzoszillatoren gebildet sein, wie z. B. einen Gabeloszillator, einen magnetostriktiven Oszillator, einen piezoelektrischen Kristalloszillator, einen LC-Resonanzoszillator, einen RC- oder RL-Phasenschieberoszillator, einschliesslich solcher in Brückenschaltung, in paralleler T- oder überbrückter T-Schaltung und einem Kippschwinger.

Es gibt mehrere Methoden, um eine digitale Teilung oder Untersetzung der Ausgangsfrequenz eines Oszillators konstanter Frequenz zu bewirken, darunter

- I einen Stromkreis, der einen Ausgangsimpuls für jeweils N Eingangsimpulse liefert, und
- II einen Stromkreis, der N von jeweils M Eingangsimpulsen eliminiert und so bewirkt, dass M-N Impulse als Ausgangsimpulse erscheinen.

Das Ausgangssignal aus dem Oszillator 55 variabler Frequenz auf der Leitung 56 wird einem Eingang eines Steuerkreises 57 für die Hochfahrgeschwindigkeit zugeführt. Die Steuerkreise für die Hochfahrgeschwindigkeit 57a und 57b ermöglichen es, dass die zugehörigen Motoren 48a und 48b stufenweise aus dem Stillstand auf die Betriebsdrehzahl gebracht werden können, wobei sie im Synchronismus bleiben. Die Arbeitsweise der Steuer-

kreise 57a und 57b für die Hochfahrgeschwindigkeit wird im Detail noch beschrieben. Ein Ausgang des Steuerkreises 57 ist mit einem Untersetzer 58 verbunden, der mit mehreren Torschaltungen 59 verbunden ist, die durch einen gemeinsamen Block wiedergegeben sind.

Die Torschaltungen 59 sind mit dem Untersetzer 58 verbunden, um dessen Teilungsfaktor oder Untersezung festzulegen. Die Torschaltungen enthalten eine voreingestellte Zahl aus einem vorher gesetzten Register 60, was dann, wenn diese Zahl bei der Untersezung erreicht ist, einen oder mehrere Ausgangsimpulse aus dem Untersetzer 58 hervorruft. Die durch die Torschaltungen 59 bewirkte Voreinstellung wird durch ein Signal geändert, welches ihnen von den Registern 60 zugeführt wird. Die Register 60 werden in der einen oder in der anderen Richtung mit Hilfe eines besonderen Registerstellkreises 61 geschoben, um die voreingestellte Zahl zu ändern. Wenn das Vorsetzen in den Torschaltungen 59 nicht während der Zeit geändert wird, in der ein Ausgangsimpuls am Ausgang des Untersetzer 58 abgegeben wird, treten keine Zweideutigkeiten als Folge der in ihnen vorgenommenen Änderung auf. Dieses Ergebnis wird durch einen Stromkreis erzielt, der noch beschrieben werden wird.

Die Zahl, die von dem vorher gesetzten Register 60 festgelegt ist, wird auf einer Tafel 62 angezeigt. Wenn eine Änderung in der Untersezung der Untersetzer 58 vorgenommen werden muss, wird der Registerstellkreis 61 betätigt, und die Änderung wird durch die Register 60 und die Torschaltung 59 bewirkt. Diese Änderung wird durch die Tafeln 62 sichtbar wiedergegeben.

Das Ausgangssignal der Untersetzer 58 wird einem Mehrphasengenerator 63 zugeführt, der vorzugsweise zunächst ein sechshephasiges Ausgangssignal erzeugt, um schließlich ein dreiphasiges, bipolares Signal für die Verbindung mit den einzelnen Motoren zu erzeugen. Das Sechshephasensignal von dem Mehrphasengenerator 63 wird den Wechselrichterbrücken 43 zugeführt, um die Gleichspannung auf den Leitungen 40 und 41 in eine dreiphasige bipolare Spannung auf den Leitungen 44, 45 und 46 umzuwandeln.

Das in Fig. 3 dargestellte Ausführungsbeispiel der Erfindung erfüllt alle Funktionen und Beziehungen, wie sie von der in Fig. 1 dargestellten Papiermaschine benötigt werden. Durch Einstellung des Ausgangs des Oszillators 55 veränderbarer Frequenz kann die Geschwindigkeit der gesamten Maschine eingestellt werden, während das Verhältnis der Geschwindigkeiten zwischen den einzelnen Teilen konstant bleibt. Wenn weiterhin der Zug zwischen den Teilen der Fertigungsmaschine geändert werden muss, kann eine Einstellung an einem der Untersetzer 58 vorgenommen werden, um die Geschwindigkeit des zugehörigen Teils der Maschine zu ändern, ohne die Geschwindigkeit der anderen Teile zu ändern. Wie bereits erwähnt wurde, wird diese Einstellung mit Hilfe der Stellregister 60 vorgenommen.

Fig. 4 zeigt teilweise als Schaltbild, teilweise als Blockschaltbild den in Fig. 2 dargestellten Gleichrichter 33, der dazu verwendet wird, eine dreiphasige Wechselspannung in eine Gleichspannung umzuwandeln. Die Dreiphasenspannung von der gemeinsamen Energiequelle liegt an den Leitungen 34, 35 und 36 und wird in eine Gleichspannung an den Leitungen 37 und 38 umgewandelt. Da alle Phasen der gemeinsamen Energiequelle auf den Leitungen 34, 35 und 36 mit den Leitungen 37 und 38 über die gleichen Stromkreise verbunden sind, sind die gleichen Bezugszeichen verwendet,

um innerhalb der Stromkreise die gleichen Elemente zu bezeichnen. Die Elemente sind lediglich durch die Buchstaben a bis f voneinander unterschieden.

Jede der Leitungen 34, 35 und 36 ist über eine Diode 64 und einen gesteuerten Siliziumgleichrichter 65, die in Reihe miteinander geschaltet sind, mit der Leitung 37 verbunden, wobei die Dioden 64 a bis 64 c und die gesteuerten Siliziumgleichrichter 65a bis 65c so gepolt sind, dass sie auf der Leitung 37 eine positive Spannung erzeugen. Jede der Leitungen 34, 35 und 36 ist ausserdem mit Dioden 64d bis 64f und gesteuerte Siliziumgleichrichter 65d bis 65f, die ebenfalls jeweils in Reihe geschaltet sind, mit der Leitung 38 verbunden. Jedoch sind die Dioden 64d bis 64f und die gesteuerten Siliziumgleichrichter 65d bis 65f so gepolt, dass sie auf der Leitung 38 eine negative Spannung, bezogen auf die auf der Leitung 37 erzeugte Spannung, erzeugen.

Parallel zu der Diode 64 ist ein Widerstand 66 geschaltet. Parallel zu dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 65 ist ein Widerstand 67 geschaltet. Mit der Gitterelektrode des Siliziumgleichrichters 65 ist eine Gittersteuerung 68 verbunden, die den Zündwinkel oder die Leiterperiode des Gleichrichters steuert. Eine Energiequelle vorbestimmter Frequenz  $F_1$  ist über eine Klemme 69 an die Gittersteuerung 68 angeschlossen. Die Gittersteuerung 68 ist zu der Reihenschaltung aus Diode 64 und gesteuertem Siliziumgleichrichter 65 über einen Widerstand 70 parallelgeschaltet, der die Spannung an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 65 bestimmt. Ein anderer Eingang der Gittersteuerung 68 ist mit einem Ausgang einer Phasensteuerung 71 verbunden, die wiederum über eine Klemme 73 mit dem Gleichstromregler 49 verbunden ist und über eine Klemme 74 mit einer Energiequelle vorbestimmter Frequenz  $F_2$ . Die Phasensteuerungen 71a und 71d sind mit der Leitung 34 über einen Widerstand 72a verbunden, um die genaue Phasenbeziehung zwischen dessen einem Ausgang und der Phase auf der Leitung 34 zu erfassen. In gleicher Weise sind die Phasensteuerungen 71b und 71e mit der Leitung 35 über einen Widerstand 72b, die Phasensteuerungen 71c und 71f mit der Leitung 36 über einen Widerstand 72c verbunden.

Die Phasensteuerung 71 bestimmt den Punkt, bei dem der gesteuerte Siliziumgleichrichter 75 zündet. Die Gittersteuerung 68 liefert in diesem Augenblick einen Impuls hoher Energie, um den gesteuerten Siliziumgleichrichter 65 zu zünden.

In Fig. 5 ist teilweise als Schaltbild, teilweise als Blockschaltbild die Wechselrichterbrücke 43 aus dem Blockschaltbild der Fig. 2 dargestellt, die die Gleichspannung in dreiphasige Wechselspannung gewünschter Frequenz umwandelt. An den Leitungen 37 und 38 liegt eine Gleichspannung – vgl. Fig. 4 –, die dem Gleichstromkreis 39 zugeführt ist – vgl. Fig. 2 –, der beispielsweise mehrere grosse Kondensatoren enthalten kann, um die Ladung des Gleichstroms zu speichern. Das Ausgangssignal des Gleichstromkreises 39 an den Leitungen 40 und 41 ist ebenfalls ein Gleichstromsignal.

Wie in Fig. 5 dargestellt ist, wird die Gleichspannung an den Leitungen 40 und 41 in eine dreiphasige Wechselspannung an den Leitungen 44, 45 und 46 umgewandelt, die wiederum mit dem Motor 48 verbunden sind. Mit Ausnahme des Wechselrichterschaltkreises 42, der im Zuge der Leitung 40 angeordnet ist, sind die Leitungen 40 und 41 über identische Stromkreise mit den Leitungen 44, 45 und 46 verbunden. Aus diesem Grunde

sind die gleichen Bezugszeichen verwendet, um gleiche Elemente in Fig. 5 zu bezeichnen. Es sind lediglich die Buchstaben a bis f zugefügt, um die Elemente mit der gleichen Bezugszahl voneinander zu unterscheiden.

Der Wechselrichterschaltkreis 42 ist in Reihe zwischen die Leitung 40 und eine Leitung 75 geschaltet. Er liefert einen Spannungsimpuls, der die gesteuerten Siliziumgleichrichter in der Wechselrichterbrücke 43 zu gewünschten Zeiten sperrt. Infolgedessen haben die in der Wechselrichterbrücke verwendeten gesteuerten Siliziumgleichrichter keine undefinierten Ausschaltzeiten, wie es beim Stand der Technik üblich ist, werden vielmehr zu einer definierten Zeit, die durch den Wechselrichterschaltkreis 42 vorgeschrieben ist, gesperrt. Die Arbeitsweise des Wechselrichterschaltkreises 42 wird im einzelnen anhand der Beschreibung der Fig. 8 erläutert.

Die Leitung 75 ist mit jeder der Leitungen 44, 45 und 46 über eine Diode 76 und einen gesteuerten Siliziumgleichrichter 77 verbunden, die miteinander in Reihe geschaltet sind. Zu der Diode 76 ist ein Widerstand 78 parallelgeschaltet, zu dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 77 ein Widerstand 79. Die Dioden 76a bis 76c\* sind so gepolt, dass sie einen positiven Stromfluss von der Leitung 75 nach jeder der Leitungen 44, 45 und 46 ermöglichen. Eine Gittersteuerung 80 ist mit der Gitterelektrode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 77 verbunden, die dessen Zündwinkel oder Leitperiode steuert. Die Gittersteuerung 80 ist zu der Reihenschaltung aus Diode 76 und gesteuertem Siliziumgleichrichter 77 über einen Widerstand 81 parallelgeschaltet, der die Spannung an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 77 erfasst. Eine Energiequelle, die mit vorbestimmter Frequenz  $F_1$  arbeitet, ist mit der Gittersteuerung 80 über eine Klemme 82 verbunden.

Wie in Fig. 2 dargestellt ist, ist der Mehrphasen-Frequenzgenerator 47 mit der Wechselrichterbrücke 43 verbunden, um die Frequenz der auf den Leitungen 44, 45 und 46 erzeugten Spannung zu steuern. Der Mehrphasen-Frequenzgenerator 47 erzeugt deshalb mehrere Spannungen, die für die Steuerung der Leitperiode jedes der gesteuerten Siliziumgleichrichter und die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77c, 77a bis 77f in Fig. 5 verwendet sind. Im einzelnen erzeugt der Frequenzgenerator 47 sechs Signale, die über Klemmen 83a bis 83f mit jeweils einer der Gittersteuerungen 80a bis 80f verbunden sind. Ausgenommen die mit den Klemmen 83a bis 83f verbundenen Eingänge sind die Gittersteuerungen 80a bis 80f in Fig. 5 identisch mit den Gittersteuerungen 68a bis 68f in Fig. 4.

Wie vorstehend erwähnt wurde, sind die Dioden 76a bis 76c und die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77c so gepolt, dass sie einen positiven Stromfluss von der Leitung 75 nach den Leitungen 44, 45 und 46 ermöglichen. Andererseits sind die Dioden 76d bis 76f und die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77d bis 77f so gepolt, dass sie einen positiven Stromfluss von den Leitungen 44, 45 und 46 nach der Leitung 41 ermöglichen.

In der bevorzugten Ausführung der Erfindung werden zwei Signale gleichzeitig von dem Mehrphasen-Frequenzgenerator 47 auf die Wechselrichterbrücke 43 gegeben, so dass eine nahezu sinusförmige Spannung auf den Leitungen 44, 45 und 46 erscheint. Insbesondere ist jeder der gesteuerten Siliziumgleichrichter 77 innerhalb einer jeden Periode von  $360^\circ$  über  $180^\circ$  leitend. Bei der gegenwärtigen Ausführung sind die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a und 77e während des ersten  $60^\circ$ -Teils einer Periode leitend, die gesteuerten Siliziumgleichrichter

77a und 77f während des zweiten  $60^\circ$ -Teils, die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77b und 77f während des dritten  $60^\circ$ -Teils usw. Auf diese Weise wird eine Annäherung an nahezu sinusförmige Spannungen auf den Leitungen 44, 45 und 46 erzielt.

In Fig. 6 sind die auf den Leitungen 44, 45 und 46 erzeugten Spannungen mit den Bezugsziffern 84, 85 und 86 versehen. Wie in Fig. 6 gezeigt ist, nähern sich diese Spannungen stark einer sinusförmigen Spannung. Die positiven Teile der Spannungen 84, 85 und 86 sind von den gesteuerten Siliziumgleichrichtern 77a bis 77c erzeugt, die negativen Teile der Spannungen 84, 85 und 86 von den gesteuerten Siliziumgleichrichtern 77d bis 77f.

Wie oben erwähnt wurde, kann ein bestimmter, mit einem Ausgang der Wechselrichterbrücke 43 verbundener Motor als Generator arbeiten, wenn er auf das Material in der Fertigungsmaschine wie eine Bremse wirkt. Unter derartigen Bedingungen wird Strom an die in Fig. 5 dargestellten Leitungen 44, 45 und 46 geliefert. Um die von einem als Generator arbeitenden Motor erzeugte Energie wiederzugewinnen, sind zwischen die Leitungen 44, 45 und 46 und die Leitung 40 Dioden 87a bis 87c geschaltet, die einen positiven Stromfluss zwischen diesen Leitungen ermöglichen. Zwischen die Leitung 41 und die Leitungen 44, 45 und 46 sind Dioden 87d bis 87f geschaltet, die den Stromkreis vervollständigen und es ermöglichen, dass Strom von einem bestimmten Motor 48 nach dem Gleichstromkreis 39 fließt. Wie vorstehend erwähnt wurde, wird die von einem als Generator arbeitenden bestimmten Motor 48 erzeugte Energie mit Hilfe des Kreises 52 wiedergewonnen. In Fig. 7 ist teilweise als Schaltbild, teilweise als Blockschaltbild der in Fig. 2 als Block dargestellte Wiedergewinnungskreis 52 dargestellt, der dazu dient, eine von den Gleichrichtern 87a bis 87f herrührende Gleichspannung in eine dreiphasige Wechselspannung umzuwandeln und eine solche Spannung in die mit den Leitungen 34, 35 und 36 verbundene Quelle zurückzuliefern. Da mit jeder Leitung 34, 35 und 36 identische Stromkreise für jede Phase verbunden sind, sind die gleichen Bezugszeichen verwendet, um innerhalb der Schaltungen die gleichen Schaltelemente zu bezeichnen, wobei die Buchstaben a bis f verwendet sind, um die Elemente in der Zeichnung mit der gleichen Bezugsziffer voneinander zu unterscheiden. Die Leitung 40 ist über je eine Diode 88 und je einen gesteuerten Siliziumgleichrichter 89, die in Reihe geschaltet sind, mit jeder der Leitungen 34, 35 und 36 verbunden. Zu der Diode 88 ist ein Widerstand 90 parallelgeschaltet, zu dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 89 ein Widerstand 91. Eine Gittersteuerung 92 ist mit der Gitterelektrode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 89, über einen Rückführungswiderstand 93 mit der Anode der Diode 88 und direkt mit der Kathode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 89 verbunden. Das Eingangssignal für die Gittersteuerung 92 wird von einer Phasensteuerung 97 geliefert, die die Punkte bestimmt, an denen der gesteuerte Siliziumgleichrichter 89 leitend wird.

Eine Energiequelle mit der Frequenz  $F_2$  ist mit der Phasensteuerung 97 über eine Klemme 94 verbunden. Jede Phasensteuerung 97 ist weiterhin mit je einer der Leitungen 34, 35 und 36 über einen Widerstand 95 verbunden, eine Verbindung, die die genaue Phasenbeziehung zwischen den Phasensteuerungen 97a bis 97f aufrecht erhält.



Der in Fig. 2 dargestellte Stromregler 53 spricht auf einen vom Motor 48 herkommenden Strom an, wenn dieser Motor als Generator arbeitet. Das Ausgangssignal des Stromreglers 53 wird der Phasensteuerung 97 über eine Klemme 96 zugeführt. Folglich wird dann, wenn Strom aus einem als Generator arbeitenden Motor 48 fließt, die Phasensteuerung 97 erregt, steuert die Leitfähigkeit des gesteuerten Siliziumgleichrichters 98 und ermöglicht einen Stromfluss nach der mit den Leitungen 34, 35 und 36 verbundenen Quelle.

Ein wesentliches Problem, welches in den Stromkreisen auftritt, in denen gesteuerte Siliziumgleichrichter als Schalter verwendet werden, die die Energiezufuhr steuern, besteht darin, die gesteuerten Siliziumgleichrichter über eine definierte Zeit gesperrt zu halten. Dieses Problem wird ausserordentlich lästig, wenn es beim Betrieb von Wechselrichterkreisen auftritt, in denen gesteuerte Siliziumgleichrichter zur Steuerung der Energiezufuhr nach einem Motor oder einer ähnlichen Last eingesetzt werden. Wenn ein bestimmter gesteuerter Siliziumgleichrichter nicht zu einer bestimmten Zeit gesperrt wird, bleibt die dem Motor oder der Last, die mit ihm verbunden sind, zugeführte Spannung nicht die gleiche wie die Leitperiode des gesteuerten Siliziumgleichrichters. Wenn ein Motor beispielsweise mit einem solchen Wechselrichterkreis verbunden ist, verliert er seine synchrone Arbeitsweise, und seine Drehzahl weicht, bezogen auf die Drehzahl der anderen Motoren in der Fertigungsmaschine, in hohem Masse ab.

Um diese Schwierigkeit zu überwinden, ist der Wechselrichterschaltkreis 42 in Reihe zwischen den Gleichstromkreis 39 und die Wechselrichterbrücke 43 geschaltet. In Fig. 8 ist teilweise als Schaltbild, teilweise als Blockschaltbild der Wechselrichterschaltkreis 42 dargestellt. Wie aus Fig. 8 hervorgeht, enthält der Wechselrichterschaltkreis 42 eine Diode 100 und einen gesteuerten Siliziumgleichrichter 101, die zwischen den Gleichstromkreis 39 und die Wechselrichterbrücke 43 miteinander in Reihe geschaltet sind. Die Diode 100 und der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 sind so gepolt, dass ein Strom von dem Gleichstromkreis 39 nach der Wechselrichterbrücke 43 fließen kann. Aus der in Fig. 5 wiedergegebenen Schaltung geht hervor, dass der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 in Reihe mit jedem der gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f geschaltet ist. Es ist folglich notwendig, dass der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 während der Zeiten leitend ist, zu denen die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f leitend sind. Aus der Betrachtung der in Fig. 6 wiedergegebenen Wellenformen geht jedoch hervor, dass der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 ständig leitend sein muss, da in jedem beliebigen Zeitpunkt einer der gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f leitend ist. Im Betrieb verursacht jedoch der Wechselrichterschaltkreis 42 eine augenblickliche Unterbrechung des Stromflusses durch alle gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f. Die Unterbrechung des Stromflusses durch die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f mit Hilfe des Wechselrichterschaltkreises 42 ist über eine Zeitperiode zu Ende geführt, die lediglich ausreicht, irgendeinen der gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f zu sperren, wenn seiner Gitterelektrode kein Triggersignal zugeführt wurde. Um eine augenblickliche Unterbrechung des Stromflusses durch die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f vorzunehmen, wird der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 eine kurze Zeit gelöscht (back-biased), so dass der durch ihn fließende Strom eine kurze Zeit

unterbrochen ist. Da die durch die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f fließenden Ströme durch den gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 fließen müssen, verursacht irgendeine Unterbrechung des Stromflusses durch den gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 die Unterbrechung des Stromflusses durch die gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f.

Die kurze Unterbrechung des Stromflusses durch den gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 wird von dem verbleibenden Teil des Wechselrichterschaltkreises 42 hervorgerufen, der parallel zu der Diode 100 und dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 geschaltet ist. Im einzelnen ist ein Brückenkreis aus mehreren gesteuerten Siliziumgleichrichtern 102, 103, 104 und 105 gebildet. Über eine Diagonale des Brückenkreises ist ein Kondensator 106 geschaltet, so dass auf ihm eine Ladung entsteht, wenn ein Paar der gesteuerten Siliziumgleichrichter 102 bis 105, die in entgegengesetzten Zweigen des Brückenkreises angeordnet sind, leitend werden. Eine Hilfsstromquelle 107 ist in Reihe mit einer Induktionsspule 108 geschaltet, zu der parallel eine Diode 109 liegt. Die mit der Induktionsspule 108 in Reihe geschaltete Hilfsstromquelle 107 liegt in der anderen Diagonalen des Brückenstromkreises, um den Kondensator 106 während eines Teils der Arbeitsperiode zu laden und um in Reihe mit dem Kondensator 106 während des anderen Teils der Arbeitsperiode den gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 zu löschen.

Die Leitung 40, welche die positive Seite des Gleichstromkreises 39 bildet, ist über eine Diode 110 mit den Anoden der gesteuerten Siliziumgleichrichter 102 und 104 verbunden. Die Leitung 75, welche die positive Seite der Wechselrichterbrücke 43 bildet, ist über eine Induktionsspule 111 mit den Kathoden der gesteuerten Siliziumgleichrichter 103 und 105 verbunden. Parallel zu der Diode 100 und dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 ist eine Diode 112 geschaltet, die so gepolt ist, dass sie einen Stromfluss von der Leitung 75 nach der Leitung 40 ermöglicht. Die Diode 112 stellt in Durchflussrichtung einen geringen Widerstand dar, der genügend gross ist, um an ihr einen kleinen Spannungsabfall zu erzeugen. Falls notwendig, kann in Reihe mit der Diode 112 ein kleiner Widerstand angeordnet sein.

Jede der Gitterelektroden der gesteuerten Siliziumgleichrichter 101, 102, 103, 104 und 105 ist mit einer zugehörigen Gittersteuerung 113, 114, 115, 116 und 117 verbunden. Jede der Gittersteuerungen 113 bis 117 hält den zugehörigen gesteuerten Gleichrichter 101 bis 105 im Synchronismus mit dem Leitzustand der gesteuerten Siliziumgleichrichter 77a bis 77f in der Wechselrichterbrücke 43, die in Fig. 5 dargestellt sind, im Leitzustand. Der in den Fig. 2 und 19 dargestellte Mehrphasen-Frequenzgenerator 47 liefert sechs Ausgangssignale, von denen jedes einen Triggerimpuls für einen der in Fig. 5 dargestellten gesteuerten Gleichrichter 77a bis 77f darstellt. Jedes der Ausgangssignale aus dem Mehrphasen-Frequenzgenerator 47 entspricht dem positiven und dem negativen Teil der Spannungen 84, 85 und 86, die in Fig. 6 dargestellt sind. Die Ausgangssignale des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 sind ebenfalls den Gittersteuerungen 113 bis 117 zugeführt, um den Leitzustand der gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 bis 105 zu steuern. Im einzelnen ist jeder Ausgang des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 mit der Gittersteuerung 113 verbunden, wohingegen im Wechsel aufeinanderfolgende Ausgänge des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 gemeinsam mit je einem Paar der

Gittersteuerungen 114 bis 117, die in entgegengesetzten Zweigen des Brückenkreises liegen, verbunden sind.

Wie in Fig. 19 dargestellt ist, sind die Ausgänge des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 mit A+, B+ und C+ sowie A-, B- und C- bezeichnet. Wenn die Gittersteuerungen 114 und 117 mit den Ausgängen A+, B+ und C+ verbunden sind, sind die Gittersteuerungen 115 und 116 mit den Ausgängen A-, B- und C- verbunden. Da die Ausgangssignale des in Fig. 19 dargestellten Mehrphasen-Frequenzgenerators in der in Fig. 6 dargestellten Reihenfolge erzeugt werden, werden die gesteuerten Gleichrichter 102 und 105 während einer ersten Zeit leitend. Wenn ein Ausgangssignal am Ausgang A+ erscheint, werden die gesteuerten Siliziumgleichrichter 103 und 104 leitend. Wenn ein Ausgangssignal am Ausgang C- erscheint, werden wiederum die gesteuerten Siliziumgleichrichter 102 und 105 leitend. Wenn ein Ausgangssignal an der Ausgangsklemme B+ erscheint, werden die gesteuerten Siliziumgleichrichter 103 und 104 wiederum leitend usw. Da die Gittersteuerungen 113 bis 117, die in Fig. 12 dargestellt sind, einen Triggerimpuls relativ kurzer Dauer erzeugen, hält das Auftreten eines Ausgangssignals an den Ausgangsklemmen des in Fig. 9 dargestellten Reglers für die Gleichspannung 49 nicht die zugehörigen gesteuerten Siliziumgleichrichter 102 bis 105 leitend, wenn nicht die Anode dieser gesteuerten Siliziumgleichrichter, bezogen auf ihre Kathode, positiv ist.

Es ist daher vorausgesetzt, dass während des Betriebs der Kondensator 106 auf eine vorbestimmte Spannung aufgeladen wird, die ungefähr gleich der Spannung der Hilfsstromquelle 107 ist. Es ist weiterhin vorausgesetzt, dass diese Spannung an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 105 positiv und an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 103 negativ ist. Am Beginn des ersten Zeitabschnitts werden die gesteuerten Siliziumgleichrichter 102 und 105 leitend und verursachen einen Stromfluss entlang einem Weg, der von dem Kondensator 106, der Induktionsspule 111, der Diode 112 und der Diode 110 bestimmt ist. Dieser Stromfluss hat seine Ursache in der Entladung des Kondensators 106 und wirkt so, dass der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 gelöscht wird, was eine Unterbrechung des durch ihn fließenden Stroms zur Folge hat. Da sich der Kondensator 106 mit relativ grosser Geschwindigkeit entlädt, wird der gesteuerte Siliziumgleichrichter 101 nur für eine kurze Zeitperiode gelöscht. Am Ende dieser Zeitperiode beginnt sich der Kondensator 106 wieder zu laden mit einer Spannung, die an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 103 positiv und an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 105 negativ ist. Am Anfang der folgenden Zeitperiode werden die gesteuerten Siliziumgleichrichter 103 und 104 leitend und verursachen wiederum, dass ein Strom über einen Weg fliesst, der von dem Kondensator 106, der Induktionsspule 111, der Diode 112 und der Diode 110 bestimmt ist. Die Induktionsspule 108 unterdrückt hohe Ströme, die aus der Verbindung des Kondensators 106 parallel zu der Hilfsstromquelle 107 in einem Pfad entstehen würden, in dem die Spannungen sich addieren. Die Diode 109 unterdrückt Schwingungen, die mit der Umkehr der Spannung an der Induktionsspule 108 während des Ladens und Entladens des Kondensators 106 entstehen können. Die Induktionsspule 111 unterdrückt hohe Ströme, die durch die Entladung des Kondensators 106 verursacht sind, und beeinflusst die Dauer der Löschung, die in dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 101

erzeugt wird, zeitlich. Mit dem wechselweisen Auslösen der gesteuerten Siliziumgleichrichter 102 und 105 am Anfang des ersten Zeitabschnitts und der gesteuerten Siliziumgleichrichter 103 und 104 am Anfang des folgenden Zeitabschnitts kann vorausgesetzt werden, dass die am Kondensator 106 durch die mit ihm verbundene Hilfsstromquelle 107 entstehende Ladung während seiner folgenden Entladung den gesteuerten Siliziumgleichrichter 101 löscht.

Um einen Synchronmotor bei einer bestimmten Frequenz zu betreiben, muss die ihm zugeführte Spannung eine dieser Frequenz proportionale Grösse besitzen. Wenn die Frequenz der dem Synchronmotor zugeführten Spannung geändert wird, muss auch die Grösse der ihm zugeführten Spannung in derselben Richtung geändert werden, um ein exaktes Arbeiten des Motors beizubehalten. Wenn die Grösse der dem Motor 48 (vgl. Fig. 2) zugeführten Spannung durch die Dauer der Leitperiode der gesteuerten Siliziumgleichrichter in dem Gleichrichter 33 bestimmt ist, erfordert irgendeine Änderung in der Frequenz der dem Motor 48 zugeführten Spannung eine Änderung in den Leitperioden der gesteuerten Siliziumgleichrichter in dem Gleichrichter 33. Diese Funktion wird von dem Gleichstromregler 49 erfüllt, der zwischen Mehrphasen-Frequenzgenerator 47 und Gleichrichter-Phasensteuerkreis 51 geschaltet ist, der die Leitperiode der gesteuerten Siliziumgleichrichter in dem Gleichrichter 33 steuert. Auf der mit dem Ausgang des Gleichstromreglers 49 verbundenen Leitung 50 wird eine Spannung erzeugt, die proportional der Frequenz des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 ist. Das Ausgangssignal auf der Leitung 50 ist mit dem Gleichrichter-Phasensteuerkreis 51 verbunden, der den Zündwinkel oder die Leitperiode der gesteuerten Gleichrichter im Gleichrichterkreis 33 in Übereinstimmung mit dem Ausgangssignal des Gleichstromreglers 49 steuert. Der Gleichstromregler 49 überwacht folglich kontinuierlich die Frequenz der dem Motor 48 zugeführten Spannung und erzeugt ein Steuersignal, um die Amplitude dieser Spannung in Übereinstimmung mit ihrer Frequenz zu ändern. Wenn die Gleichspannung am Ausgang des Gleichrichters 33 in Übereinstimmung mit der eingestellten Frequenz verändert wird und diese Spannung der Wechselrichterbrücke 43 zugeführt wird, ändert sich folglich auch die Ausgangsspannung der Wechselrichterbrücke 43 entsprechend.

Das Schaltbild des Gleichstromreglers 49 ist in Fig. 9 dargestellt. Ein Signal aus dem Mehrphasen-Frequenzgenerator 47, welches dieselbe Frequenz wie die dem Motor 48 zugeführte Spannung aufweist, ist an eine Klemme 120 gelegt, die über eine Diode 121 mit dem Mittelpunkt eines Spannungsteilers verbunden ist, der aus zwei Widerständen 122 und 123 besteht. Der Mittelpunkt des Spannungsteilers ist über eine Diode 124 mit der Basis eines Transistors 125 verbunden, der das Signal an seinem Kollektor verstärkt. Das verstärkte Signal ist über einen Widerstand 126 und einen Kondensator 127 an den Verbindungspunkt zweier Dioden 128 und 129 gelegt. Die Diode 129 ist über zwei Widerstände 130 und 131 mit der Basis eines Transistors 132 verbunden. Wenn der Durchlasszustand des Transistors 125 dadurch vermindert wird, dass ein Signal seiner Basis zugeführt wird, lädt sich der Kondensator 127 auf infolge der Verbindung des Kollektors des Transistors 125 über einen Widerstand 133 mit einer Spannungsquelle, z. B. mit der positiven Klemme einer 24-V-Spannungsquelle. Wenn der Durchlasszustand des Transistors

125 in Abhängigkeit von dem an seiner Basis anliegenden Signal zunimmt, versucht der Kondensator 127 sich über ihn zu entladen. Eine solche Entladung wird jedoch von der Diode 128 verhindert und muss folglich einem Pfad durch die Diode 129 folgen. Diese Entladung des Kondensators 127 erzeugt einen Spannungsabfall am Widerstand 130, der mit der Basis des Transistors 132 über den Widerstand 131 verbunden ist.

Die am Ausgang des Gleichstromkreises 39 auf den Leitungen 40 und 41 herrschende Spannung wird ebenfalls von dem Gleichstromregler 49 erfasst. Zwei Widerstände 135 und 136 sind zwischen die Leitungen 40 und 41 geschaltet und bilden einen Spannungsteiler, der einen proportionalen Anteil der Spannung der Basis des Transistors 132 zuführt. Der Verbindungspunkt der Widerstände 135 und 136 ist über ein Potentiometer 137 und einen Widerstand 138 mit Masse oder einem Bezugspotential verbunden. Der bewegbare Abgriff des Potentiometers 137 ist so einstellbar, dass die Höhe der dem Transistor 132 aus dem Gleichstromkreis 39 zugeführten Spannung verändert werden kann. Der bewegliche Abgriff des Potentiometers 137 ist über einen Widerstand 139 mit dem Verbindungspunkt zwischen den Widerständen 130 und 131 verbunden, von denen der Widerstand 131 mit der Basis des Transistors 132 verbunden ist. Eine weitere Einstellmöglichkeit ist über ein Potentiometer 140 gegeben, welches zwischen eine Spannungsquelle, z. B. die negative Klemme einer 24-V-Spannungsquelle und Masse angeschlossen ist, wobei der bewegliche Abgriff mit einem Widerstand 141 verbunden ist, der wiederum mit dem Verbindungspunkt der Widerstände 130 und 131 verbunden ist. Dem Potentiometer 140 kann eine Vorspannung entnommen werden, wenn kein Signal dem Eingang der Klemme 120 des Gleichstromreglers 49 zugeführt ist.

Der Emitter des Transistors 132 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 132 ist mit der Basis eines Transistors 142 sowie über einen Widerstand 143 mit der Spannungsquelle negativen Potentials verbunden. Ein Vorspannungskreis für den Kollektor des Transistors 132 enthält zwei Widerstände 144 und 145, die zwischen der Spannungsquelle negativen Potentials und Masse miteinander in Reihe geschaltet sind. Der Verbindungspunkt der Widerstände 144 und 145 ist über eine Diode 146 mit dem Kollektor des Transistors 132 verbunden.

Der Kollektor des Transistors 142 ist mit Masse verbunden. Der Emitter des Transistors 142 ist über eine Diode 147 und einen Widerstand 148 mit der Spannungsquelle negativen Potentials verbunden. Der Verbindungspunkt zwischen der Diode 147 und dem Widerstand 148 ist über Widerstände 149, 150 und 151, die parallel zueinander geschaltet sind, mit je einer Ausgangsklemme verbunden. Weiterhin ist der Verbindungspunkt zwischen der Diode 147 und dem Widerstand 148 über einen Rückführungskondensator 152 mit der Verbindung der Widerstände 130 und 131 verbunden. Der Verstärkerkreis aus den Transistoren 132 und 142 bildet mit der kapazitiven Rückführung aus dem Kondensator 152 einen Integrator, der das ihm zugeführte Signal integriert und ein Gleichstromsignal am Ausgang erzeugt, welches proportional der Eingangsfrequenz ist. Die Ausgänge des Gleichstromreglers 49 sind jeweils mit den zugehörigen Phasensteuerungen 71a bis 71f, die in Fig. 4 dargestellt sind, verbunden.

Die in Fig. 4 dargestellten Phasensteuerungen 71a bis 71f und die in Fig. 7 dargestellten Phasensteuerun-

gen 97a bis 97f sind in den Fig. 10 und 11 dargestellt. Der in Fig. 10 dargestellte Kreis ist ein Eingangskreis, der jeweils für zwei Phasensteuerungen vorgesehen ist, die miteinander und mit einer der Leitungen 34, 35 oder 36 verbunden sind. Beispielsweise ist der in Fig. 10 dargestellte Kreis den beiden Phasensteuerungen 71a und 71d gemeinsam. Dazu enthält jede der Phasensteuerungen 71a bis 71f und 93a bis 93f den in Fig. 11 dargestellten Kreis.

Der in Fig. 10 dargestellte Kreis, der den Eingangskreis für jeweils zwei miteinander verbundene Phasensteuerungen bildet, enthält eine Eingangsklemme 160, die über einen der Widerstände 72a bis 72c (vgl. Fig. 4) und einen der Widerstände 95a bis 95c (vgl. Fig. 7) mit einer der Leitungen 34, 35 und 36 der Wechselspannungsquelle verbunden ist. Die Klemme 160 ist mit der Basis eines Transistors 161 und über einen mit einer Diode 163 parallelgeschalteten Kondensator 162 mit Masse verbunden. Der Emitter des Transistors 161 ist ebenfalls mit Masse verbunden. Die Diode 163 hält die Basis des Transistors 161 an Masse, so dass eine negativ werdende Spannung an der Klemme 160 nicht die Basis-Emitter-Spannung ändert. Eine Spannungsquelle, z. B. eine +24-V-Spannung, ist über einen Widerstand 164 mit dem Kollektor des Transistors 161 verbunden. Eine erste Ausgangsklemme 165 ist mit dem Kollektor des Transistors 161 verbunden und liefert ein inverses verstärktes Signal, welches der an der Eingangsklemme 160 anstehenden Spannung entspricht. Der Kollektor des Transistors 161 ist über eine Diode 166 und einen damit in Reihe geschalteten Widerstand 167 mit der Basis eines Transistors 168 verbunden. Eine Spannungsquelle negativen Potentials von z. B. -24 V ist mit der Basis des Transistors 168 über einen Widerstand 169 verbunden. Die Vorspannungsschaltung für den Transistor 168, die von den Widerständen 164, 167 und 169 gebildet ist, hält den Transistor 168 in seinem Ruhezustand leitend. Andererseits ist der Transistor 161 in seinem Ruhezustand gesperrt, da sein Emitter über die Diode 163 mit seiner Basis verbunden ist. Der Emitter des Transistors 168 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 168 ist über einen Widerstand 170 mit der Spannungsquelle positiven Potentials verbunden. Eine zweite Ausgangsklemme 171 ist mit dem Kollektor des Transistors 168 verbunden und liefert ein Ausgangssignal, welches ein inverses verstärktes Signal entsprechend dem an der Basis des Transistors 168 zugeführten Signal ist.

Wie vorstehend erwähnt wurde, ist der in Fig. 10 dargestellte Eingangskreis je zwei Phasensteuerungen gemeinsam. Die Ausgangsklemme 165 ist mit einer Eingangsklemme 175 der einen Phasensteuerung verbunden, die zweite Ausgangsklemme 171 ist mit der Eingangsklemme 175 der anderen zugehörigen Phasensteuerung verbunden. Infolge der Inversionscharakteristik des Transistors 168 sind die Ausgangssignale an den Ausgangsklemmen 165 und 171 relativ zueinander invers.

Wie in Fig. 11 dargestellt ist, ist die Eingangsklemme 175 über eine Diode 176 und einen damit in Reihe geschalteten Widerstand 177 mit der Basis eines Transistors 178 verbunden. Die Basis des Transistors 178 ist über einen Widerstand 179 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Emitter des Transistors 178 ist an Masse gelegt. Der Kollektor des Transistors 178 ist über einen Widerstand 180 mit der Quelle positiven Potentials und über einen Widerstand 181 mit der Basis eines Transistors 182 verbunden. Die Basis des Tran-

sistors 182 ist über einen Kondensator 183 mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 182 ist über einen Widerstand 184 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Emitter des Transistors 182 ist über ein Potentiometer 185 mit einer Klemme 186 verbunden.

Die Klemme 186 der in Fig. 11 dargestellten Phasensteuerung entspricht den Klemmen 73a bis 73f der in Fig. 4 dargestellten Phasensteuerungen 71a bis 71f, die mit entsprechenden Ausgängen des in Fig. 9 dargestellten Gleichstromreglers 49 verbunden sind. Ausserdem entspricht die Klemme 186 den Klemmen 96a bis 96f der in Fig. 7 dargestellten Phasensteuerungen 97a bis 97f, die mit einem Ausgang des Stromreglers 53 verbunden sind. Die Verbindung des Gleichstromreglers 49 oder des Stromreglers 53 mit der Klemme 186 erzeugt an ihr eine Spannung zur Steuerung des Betriebspunktes der übrigen Teile des Kreises.

Der bewegliche Abgriff des Potentiometers 185 ist mit der Basis eines Transistors 187 verbunden, dessen Emitter mit Masse und dessen Kollektor über einen Widerstand 188 mit der Quelle positiven Potentials verbunden ist. Der Kollektor des Transistors 187 ist über eine Diode 189 und einen damit in Reihe geschalteten Widerstand 190 mit der Basis eines Transistors 191 verbunden. Die Basis des Transistors 191 ist ausserdem über einen Widerstand 192 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Transistor 191 ist parallel zu einem Transistor 205 geschaltet. Beide zusammen bilden ein Oder-Gatter. Die Emitter der Transistoren 191 und 205 sind miteinander und mit Masse verbunden, ihre Kollektoren sind miteinander und über einen Widerstand 193 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Ausserdem sind die Kollektoren der Transistoren 191 und 205 über einen Widerstand 194 mit der Basis eines Transistors 195 verbunden. Die Basis des Transistors 205 ist über einen Widerstand 196 mit der Quelle negativen Potentials und über einen Widerstand 197 mit einer Klemme 198 verbunden. Die Klemme 198 entspricht den Klemmen 74a bis 74f der in Fig. 4 dargestellten Phasensteuerungen 71a bis 71f und den Klemmen 94a bis 94f der in Fig. 7 dargestellten Phasensteuerungen 97a bis 97f. Die Klemme 198 ist verbunden mit einer Spannungsquelle einer Frequenz  $F_2$ , die mit Hilfe des Transistors 205 das Signal moduliert, welches durch den Transistor 191 der Basis des Transistors 195 zugeführt ist. Die Basis des Transistors 195 ist über einen Widerstand 199 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Emitter des Transistors 195 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 195 ist über einen Widerstand 200 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Ausserdem ist der Kollektor des Transistors 195 über eine Diode 201 mit einer Quelle positiven Potentials verbunden, z. B. einer +5-V-Quelle. Ausserdem ist der Kollektor des Transistors 195 über einen Kondensator 202 mit einer ersten Ausgangsklemme 203 verbunden. Der Emitter des Transistors 195 ist mit einer zweiten Ausgangsklemme 204 verbunden.

Die Arbeitsweise des in Fig. 11 dargestellten Kreises hängt davon ab, welche der Klemmen 165 oder 171 mit der Eingangsklemme 175 verbunden ist. Deshalb wird die Arbeitsweise des in Fig. 11 dargestellten Kreises zunächst im Zusammenhang mit einem Eingangssignal von der Klemme 165 erläutert und dann im Zusammenhang mit einem Eingangssignal von der Klemme 171.

Wenn die Klemme 165 mit der Klemme 175 verbunden ist, wird, da der Transistor 161 normalerweise gesperrt ist, der Transistor 178 durch die Wirkung des von den Widerständen 164, 177 und 179 gebildeten Vorspannungskreises leitend. Bei normalerweise leitendem Transistor 178 wird der Kondensator 183 über ihn entladen, und die Basis des Transistors 182 erhält Massepotential, was zu einer Sperrung des Transistors 182 führt.

Der Klemme 186 wird eine negative Spannung zugeführt, die der Spannung am Emitter des Transistors 182 im Potentiometer 185 überlagert und der Basis des Transistors 187 zugeführt wird. Da sich der Transistor 182 im relativen Sperrzustand befindet, liegt an seinem Emitter im wesentlichen Massepotential. Folglich ist der Transistor 187 im Ruhezustand gesperrt. Der von den Widerständen 188, 190 und 192 gebildete Vorspannungskreis hält den Transistor 191 leitend. Die Zufuhr einer negativen Speisespannung an die Basis des Transistors 205 über den Widerstand 196 hält beim Fehlen eines Signals an der Klemme 198 den Transistor 192 gesperrt. Wegen des Durchlasszustandes des Transistors 191 und dem von den Widerständen 193, 194 und 199 gebildeten Vorspannungskreis ist der Transistor 195 normalerweise gesperrt. Da jedoch der Kondensator 202 zwischen den Kollektoren des Transistors 195 und die Ausgangsklemme 203 geschaltet ist, wird kein Ausgangssignal an der Klemme 203 erzeugt.

Wenn die Spannung an der Klemme 160 positiv wird, wird der Transistor 161 leitend, wodurch die Spannung an der Ausgangsklemme 165 vermindert wird. Bei mit der Klemme 175 verbundener Klemme 165 sperrt eine solche Spannungsverminderung den Transistor 178. Folglich beginnt der Kondensator 183 sich über die Widerstände 180 und 181 zu laden. Wenn die am Kondensator 183 entstandene Spannung die Emitterspannung des Transistors 182 übersteigt, wird der Transistor vollständig leitend. Folglich wird der Transistor 187 infolge des Anwachsens der Spannung an seiner Basis leitend. Der Durchlasszustand des Transistors 187 vermindert die Spannung an seinem Kollektor, was wiederum die Spannung an der Basis des Transistors 191 vermindert. Eine solche Spannungsverminderung hat zur Folge, dass der Transistor 191 sperrt. Wenn ein Signal  $F_2$  relativ hoher Frequenz, z. B. von 1 MHz, der Klemme 198 zugeführt wird, wird dieses Signal von dem Transistor 205 verstärkt und dann und nur dann der Basis des Transistors 195 zugeführt, wenn der Transistor 191 gesperrt ist. Folglich steuert das der Klemme 198 zugeführte und von dem Transistor 205 verstärkte Signal das Ausmass der Leitfähigkeit des Transistors 195, um ein Signal zu erzeugen, welches über den Kondensator 202 der Ausgangsklemme 203 zugeführt wird.

Die statische ebenso wie die dynamische Arbeitsweise des in Fig. 11 dargestellten Kreises ändert sich vollständig, wenn die Klemme 171 des in Fig. 10 dargestellten Kreises mit der Klemme 175 verbunden wird. Unter statischen Bedingungen hält die Verbindung der Klemme 171 mit der Klemme 175 den Transistor 178 gesperrt, wodurch sich der Kondensator 183 bis auf die Höhe der positiven Speisespannung auflädt. Die Ladung am Kondensator 183 hat zur Folge, dass der Transistor 182 leitend wird. Dieser Durchlasszustand des Transistors 182 unter statischen Bedingungen des Kreises hat eine dem Transistor 187 zugeführte Vorspannung zur Folge, die genügend gross ist, den Transistor leitend zu machen. Dieser Durchlasszustand des Transistors 187

vermindert seine Kollektorspannung, was zur Folge hat, dass der Transistor 191 gesperrt wird.

Bei gesperrten Transistoren 191 und 205 ist unter statischen Bedingungen der Transistor 195 leitend. Das der Klemme 198 zugeführte Signal  $F_2$  wird von dem Transistor 205 verstärkt und der Basis des Transistors 195 zugeführt, um ein Ausgangssignal über den Kondensator 202 an der Ausgangsklemme 203 zu erzeugen. Bei statischen Bedingungen der in den Fig. 10 und 11 dargestellten Kreise erscheint somit dann, wenn die Klemme 171 mit der Klemme 175 verbunden ist, ein Ausgangssignal mit der Frequenz  $F_2$  an der Ausgangsklemme 203. Wenn die Spannung an der Klemme 160 des in Fig. 10 dargestellten Kreises positiv wird, wird der Transistor 161 leitend, und der Transistor 168 wird gesperrt und führt der Basis des Transistors 178 eine positive Vorspannung zu. Folglich wird der Transistor 178 leitend, was zur Folge hat, dass sich der Kondensator 183 entlädt, was wiederum zur Folge hat, dass der Transistor 182 gesperrt wird. Als Ergebnis der Verminderung des Ausmasses der Leitfähigkeit des Transistors 182 wird die dem Transistor 187 zugeführte Vorspannung negativ, was zur Folge hat, dass der Transistor 187 gesperrt wird. Ein derartiger Sperrzustand des Transistors 187 vergrössert die dem Transistor 197 zugeführte Vorspannung, was zur Folge hat, dass der Transistor 191 leitend wird. Das Leiten des Transistors 191 vermindert die Spannung an der Basis des Transistors 195, wodurch dieser Transistor gesperrt wird. Das Signal  $F_2$ , welches von dem Transistor 205 verstärkt wird, wird an Masse gelegt, so dass bei gesperrtem Transistor 195 an der Ausgangsklemme 203 kein Ausgangssignal erscheint.

Der vorstehenden Beschreibung der statischen und dynamischen Arbeitsbedingungen der in den Fig. 10 und 11 dargestellten Kreise kann entnommen werden, dass an der Klemme 203 ein Ausgangssignal erscheint, wenn die Klemme 171 mit der Klemme 175 verbunden ist und die Spannung an der Klemme 160 nicht genügend positiv ist, um den Transistor 161 leitend zu machen. Ihr kann weiterhin entnommen werden, dass ein Ausgangssignal an der Klemme 203 erscheint, wenn die Klemme 165 mit der Klemme 175 verbunden ist und die Spannung an der Klemme 160 genügend positiv ist, um den Transistor 161 leitend zu machen.

Der Punkt, an dem das Ausgangssignal an der Klemme 203 in Abhängigkeit von der Phase der Spannung an der Klemme 160 erscheint, wird bestimmt durch die Einstellung des beweglichen Kontaktes des Potentiometers 185 und der Grösse der der Klemme 186 entweder von dem Gleichstromregler 49 oder dem Gleichstromregler 53 zugeführten Spannung.

Wie vorstehend erwähnt wurde, haben die Phasensteuerungen 71a und 71d den in Fig. 10 dargestellten Kreis gemeinsam, während jede einen der in Fig. 11 dargestellten Kreise enthält. Die miteinander verbundenen Phasensteuerungen 71b und 71e und die miteinander verbundenen Phasensteuerungen 71c und 71f haben ebenfalls den in Fig. 10 dargestellten Kreis gemeinsam und haben jeder den in Fig. 11 dargestellten Kreis für sich. Die miteinander verbundenen Phasensteuerungen nach Fig. 7 sind in der gleichen Weise ausgebildet. Wenn daher z. B. die Spannung auf der Leitung 34 positiv ist, bezogen auf die Spannung auf den Leitungen 35 und 36, liefern die Phasensteuerungen 71a, 71e und 71f Ausgangssignale für die zugehörigen Gittersteuerungen 68a, 68e und 68f der gesteuerten Siliziumgleichrichter, wozu die übrigen Phasensteuerungen 71b, 71c und

71d kein Ausgangssignal für die zugehörigen Gittersteuerungen 78b, 78c und 78d der gesteuerten Siliziumgleichrichter liefern. Es sollte jedoch daran erinnert werden, dass, obwohl ein Ausgangssignal von einer bestimmten Phasensteuerung 71a bis 71f geliefert wird, der zugehörige gesteuerte Siliziumgleichrichter 75a bis 75f nicht leitend zu werden braucht, da sein Kathodenpotential höher sein kann als das Anodenpotential. Mit anderen Worten: Es muss nicht nur dem einzelnen gesteuerten Siliziumgleichrichter an seiner Gitterelektrode eine positive Vorspannung zugeführt werden, sondern es muss auch noch die Anodenspannung grösser als die Kathodenspannung sein, um einen solchen gesteuerten Siliziumgleichrichter leitend zu machen.

Bei Einrichtungen, die mit gesteuerten Siliziumgleichrichtern arbeiten, um die Zufuhr hoher Spannungen zu steuern, tritt das Problem auf, dass der Gleichrichter derart gezündet werden muss, dass ein definierter und positiver Schaltvorgang stattfindet. Um gute Schaltbedingungen für die gesteuerten Siliziumgleichrichter in der Wechselrichterbrücke 43, dem Gleichrichter 33 und dem Energie-Wiedergewinnungskreis 52 herzustellen, muss ein Triggerimpuls relativ hoher Energie während einer vorbestimmten Zeit erzeugt werden, um die gesteuerten Gleichrichter innerhalb der kürzest möglichen Zeit durchzuschalten. Wenn diesem Erfordernis nicht Rechnung getragen wird, ist es möglich, dass die gesteuerten Gleichrichter Ausgleichsvorgänge oder andere Streuspannungen verursachen, die in der Einrichtung nicht erwünscht sind. Weiterhin ist es möglich, dass die Einrichtungen zerstört werden, wenn relativ grosse Ströme durch die gesteuerten Gleichrichter geleitet werden und wenn nicht genaue Schaltspannungen und -ströme verwendet werden. Die in Fig. 4 dargestellten Gittersteuerungen 68, die in Fig. 5 dargestellten Gittersteuerungen 80 und die in Fig. 7 dargestellten Gittersteuerungen 92 erzeugen einen Impuls hoher Energie für die zugehörigen Gleichrichter, so dass ein genauer Schaltvorgang stattfindet.

Fig. 12 zeigt das Schaltbild der in Fig. 4 dargestellten Gittersteuerungen 68 und der in Fig. 7 dargestellten Gittersteuerungen 92. Die in Fig. 5 dargestellten Gittersteuerungen 80 sind aus der in Fig. 12 dargestellten Schaltung und der in Fig. 13 dargestellten Schaltung aufgebaut.

Die in Fig. 12 dargestellte Gittersteuerung für gesteuerte Siliziumgleichrichter erhält ein Eingangssignal an Klemmen 210 und 211, welches entweder von dem Ausgangssignal an den Klemmen 203 und 204 der in Fig. 11 dargestellten Schaltung oder von dem Ausgangssignal der in Fig. 13 dargestellten Schaltung herrührt. Als weiteres Eingangssignal für die in Fig. 12 dargestellte Gittersteuerung für gesteuerte Siliziumgleichrichter ist ein Rückführungssignal, welches einer Klemme 212 zugeführt wird, vorgesehen. Das von der in Fig. 12 dargestellten Gittersteuerung für gesteuerte Siliziumgleichrichter erzeugte Ausgangssignal erscheint an Klemmen 213 und 214. Die Ausgangsklemme 213 ist mit der Gitterelektrode eines gesteuerten Siliziumgleichrichters 215, die Ausgangsklemme 214 mit der Kathode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 verbunden. Der gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 steuert den Strom zwischen einem Klemmenpaar 216, 217. In Reihe mit dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 215 ist eine Diode 218 zwischen die Klemmen 216 und 217 geschaltet. Parallel zu der Diode 218 ist ein Widerstand 219, parallel zu dem gesteuerten Siliziumgleichrichter 215 ein Wider-



stand 220 geschaltet. Die Spannung an der Klemme 216 ist als Rückführungssignal für die Gittersteuerung der Klemme 212 über einen Widerstand 221 zugeführt.

Der in Fig. 12 dargestellte gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 entspricht den in Fig. 4 dargestellten gesteuerten Siliziumgleichrichtern 65a bis 65f, den in Fig. 5 dargestellten gesteuerten Siliziumgleichrichtern 77a bis 77f und den in Fig. 7 dargestellten gesteuerten Siliziumgleichrichtern 89a bis 89f. Wenn der gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 einem der gesteuerten Siliziumgleichrichter 65a bis 65c entspricht, entspricht die Klemme 216 einer der Leitungen 34 bis 36, die Klemme 217 der Leitung 37. Wenn der gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 einem der gesteuerten Siliziumgleichrichter 65d bis 65f entspricht, entspricht die Klemme 216 der Leitung 38, die Klemme 217 einer der Leitungen 34 bis 36. Ebenso entspricht der Widerstand 221 einem der in Fig. 4 dargestellten Widerstände 70. Wie die Übereinstimmung zwischen den in Fig. 12 dargestellten Elementen mit den in Fig. 4 dargestellten Elementen gibt es eine Übereinstimmung mit den in den Fig. 5 und 7 dargestellten Elementen.

Wenn der gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 durchgeschaltet werden soll, um einen Stromfluss zwischen den Klemmen 216 und 217 zu ermöglichen, wird den Klemmen 210 und 211 ein Signal zugeführt. Nach der obigen Beschreibung der Fig. 11 besteht das dem Eingang der in Fig. 12 dargestellten Schaltung zugeführte Signal aus mehreren Perioden eines Signals, welches eine Frequenz  $F_2$  aufweist, z. B. eine Frequenz von 1 MHz. Das den Klemmen 210 und 211 zugeführte Wechselstromsignal wird von der Primärwicklung eines Transformators 225 auf dessen Sekundärwicklung übertragen. Die Sekundärwicklung des Transformators 225 ist mit dem Eingang einer Vollwellengleichrichterbrücke 226 verbunden. Ein Ausgang der Vollwellengleichrichterbrücke 226 ist mit einem Integrator verbunden, der aus einem Widerstand 227 und einem Kondensator 228 gebildet ist. Diese Anordnung erzeugt auf dem Kondensator 228 eine Ladung, die stufenweise mit der Zeit vom Beginn der Zufuhr des Eingangssignals an die Eingangsklemmen 210 und 211 zunimmt. Die positive Elektrode des Kondensators 228 ist über einen Widerstand 229 mit einem Eingang eines Und-Gatters 230 verbunden. Ein weiterer Eingang des Und-Gatters 230 ist mit der Klemme 212 verbunden, welche die Spannungshöhe an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 erfasst. Die Anodenspannung ist dem Und-Gatter 230 als Rückführungssignal über eine Diode 231 zugeführt. Ein Ausgang des Und-Gatters 230 ist mit dem Eingang einer monostabilen Kippschaltung 232 zugeführt, die an einem ihrer Ausgänge einen Ausgangsimpuls relativ kurzer Dauer erzeugt. Ein Ausgang der monostabilen Kippschaltung 232 ist mit einer Treiberstufe 233 verbunden, welche eine genau definierte Rechteckwelle an einem Ausgang liefert, deren Dauer gleich der Dauer des Ausgangssignals der monostabilen Kippschaltung 232 ist. Das Ausgangssignal der Treiberstufe 233 ist einer Verstärkerstufe 234 zugeführt, die an ihrem Ausgang einen Impuls relativ grosser Energie und genau definierter Rechteckwellenform erzeugt. Das Ausgangssignal der Verstärkerstufe 234 erscheint zwischen den Klemmen 213 und 214, zwischen die die Kathode und die Gitterelektrode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 geschaltet sind, um in ihm einen definierten Schaltvorgang zu erzeugen.

Das Und-Gatter 230 wird von zwei Transistoren

240 und 241 gebildet, die miteinander in Reihe geschaltet sind. Im einzelnen ist eine positive Spannungsquelle, z. B. eine Quelle mit +20 V, über einen Widerstand 242 mit dem Kollektor des Transistors 240 verbunden. Der Emitter des Transistors 240 ist mit dem Kollektor des Transistors 241 verbunden. Der Emitter des Transistors 241 ist mit Masse verbunden. Im Ruhezustand der in Fig. 12 dargestellten Gittersteuerung für gesteuerte Siliziumgleichrichter sind die Transistoren 240 und 241 gesperrt infolge des jedem von ihnen als Vorstrom zugeführten Gleichstroms. Die Basis des Transistors 240 ist über einen Widerstand 243 mit einer Quelle negativen Potentials verbunden, z. B. mit einer Quelle von -20 V. Die Basis des Transistors 241 ist mit der Quelle negativen Potentials über einen Widerstand 244 verbunden. Weiterhin ist die Basis des Transistors 241 über eine Diode 245 mit Masse verbunden, so dass nur positive Signale zugeführt werden können. Die Basis des Transistors 240 bildet einen Eingang des Und-Gatters 230 und ist mit dem Widerstand 229 verbunden. Die Basis des Transistors 241 bildet den anderen Eingang des Und-Gatters 230 und ist mit der Diode 231 verbunden. Einen Ausgang des Und-Gatters 230 bildet der Kollektor des Transistors 240. Er ist über eine Diode 246 mit der Basis eines Transistors 247 verbunden, welcher den Eingang der monostabilen Kippschaltung 232 bildet.

Im Ruhezustand, also in dem Zustand, der vor der Zufuhr eines Eingangssignals an die Klemmen 210 und 211 herrscht, ist der Transistor 247 über den mit seiner Basis verbundenen Gleichstromvorspannungskreis im Leitzustand gehalten. Dieser Gleichstromvorspannungskreis enthält den Widerstand 242, der zwischen die Quelle positiven Potentials und die Basis des Transistors 247 geschaltet ist, und einen Widerstand 248, der zwischen die Basis des Transistors 247 und die Quelle negativen Potentials geschaltet ist.

Der Kollektor des Transistors 247 ist über einen Widerstand 249 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Emitter des Transistors 247 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 247 ist ausserdem über einen Widerstand 250 mit der Basis eines Transistors 251 verbunden, die wiederum über einen Widerstand 252 mit der Quelle negativen Potentials verbunden ist. Die Widerstände 249, 250 und 252 bilden einen Gleichstromvorspannungskreis für den Transistor 251, der im Ruhezustand gesperrt ist. Der Emitter des Transistors 251 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 251 ist über einen Widerstand 253 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Kollektor des Transistors ist ausserdem über einen Kondensator 254 und einen Widerstand 255 mit der Basis eines Transistors 256 verbunden. Die Basis des Transistors 256 ist über einen Widerstand 257 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Kollektor des Transistors 256 ist über einen Widerstand 258 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Emitter des Transistors 256 ist mit Masse verbunden. Im Ruhezustand ist der Transistor 256 leitend wegen der Verbindung seiner Basis mit der Quelle positiven Potentials über einen Widerstand 257.

Der Kollektor des Transistors 256 ist über einen Widerstand 259 mit der Basis eines Transistors 260 verbunden, die ihrerseits über einen Widerstand 261 mit der Quelle negativen Potentials verbunden ist. Die Widerstände 258, 259 und 261 bilden einen Gleichstromvorspannungskreis für die Basis des Transistors 260, welcher im Ruhezustand den Transistor 260 gesperrt

hält. Der Transistor 260, der Transistor 251 und ein Widerstand 262 sind zueinander parallelgeschaltet. Der Kollektor des Transistors 256 ist weiterhin über einen Widerstand 263 mit der Basis eines Transistors 264 verbunden, welche ihrerseits über einen Widerstand 265 mit der Quelle negativen Potentials verbunden ist. Die Widerstände 258, 263 und 265 bilden einen Gleichstromvorspannungskreis für die Basis des Transistors 264, welcher den Transistor 264 im Ruhezustand gesperrt hält. Der Emitter des Transistors 264 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 264 ist über zwei in Reihe geschaltete Widerstände 266 und 267 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Verbindungspunkt zwischen den Widerständen 266 und 267 ist mit der Basis eines Transistors 268 in der Treiberstufe 233 verbunden. Im Ruhezustand ist wegen des gesperrten Transistors 264 und der Verbindung der Basis des Transistors 268 mit der Quelle positiven Potentials über den Widerstand 267 der Transistor 268 nichtleitend. Der Emitter des Transistors 268 ist über einen Widerstand 269 mit der Quelle positiven Potentials verbunden und über einen Kondensator 270 mit der Masse. Der Kollektor des Transistors 268 ist über einen Widerstand 271 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Kollektor des Transistors 268 ist ausserdem mit der Basis eines Transistors 272 in der Verstärkerstufe 234 verbunden. Im Ruhezustand ist wegen des gesperrten Transistors 268 und der Verbindung der Basis des Transistors 272 mit der Quelle negativen Potentials über einen Widerstand 271 der Transistor 272 gesperrt. Der Kollektor des Transistors 272 ist über einen Widerstand 273 mit der Quelle positiven Potentials und über einen Kondensator 274 mit Masse verbunden. Der Emitter des Transistors 272 ist über eine Diode 275 mit seiner Basis und über einen Widerstand 276 mit der Klemme 213 verbunden. Die Klemme 213 ist über einen Widerstand 277 und einen dazu parallelgeschalteten Kondensator 278 mit der Klemme 214 verbunden, die auf Massepotential liegt. Ausserdem ist die Klemme 213 über einen Widerstand 279 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Wegen des gesperrten Transistors 272, wegen der Verbindung der Gitterelektrode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 mit der Quelle negativen Potentials über den Widerstand 279 und wegen der Verbindung der Kathode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 mit Masse ist der gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 mit negativer Spannung vorgespannt, die nicht seine Durchschaltung bewirkt. Wenn jedoch der Transistor 272 leitend wird, fliesst ein Strom durch ihn und durch die Widerstände 276 und 277, der einen Spannungsabfall an den Widerständen hervorruft. Der Spannungsabfall am Widerstand 277 zwischen den Klemmen 213 und 214 schaltet den gesteuerten Siliziumgleichrichter 215 durch und ermöglicht einen Stromfluss von der Klemme 216 nach der Klemme 217.

Wie oben bei der Beschreibung der Fig. 4, 5 und 7 ausgeführt wurde, ist eine Spannungsquelle mit vorbestimmter Frequenz  $F_1$ , z. B. mit einer Frequenz von 125 kHz, mit den Gittersteuerungen 68a bis 68f, 80a bis 80f und 92a bis 92f verbunden. Diese Spannungsquelle ist über einen Gleichrichter und einen nicht dargestellten Filter angeschlossen und bildet die Spannungsquellen positiven und negativen Potentials für die in Fig. 12 dargestellte Schaltung. Folglich ist jede Gleichrichter-Gittersteuerung mit ihrer eigenen Spannungsquelle versehen, so dass sie von dem übrigen Kreis vollständig isoliert ist, um die Möglichkeit einer falschen Auslösung

der gesteuerten Siliziumgleichrichter auszuschalten. Abhängig davon, wo die in Fig. 12 dargestellte Gleichrichter-Gittersteuerung verwendet wird (vgl. die Fig. 4, 5 oder 7), kann die Klemme 216 beispielsweise irgendeiner der Leitungen 34, 35, 36, 38, 40, 44, 45, 46 oder 75 entsprechen. In ähnlicher Weise kann die Klemme 217 irgendeiner der Leitungen 34, 35, 36, 37, 41, 44, 45 oder 46 entsprechen. Wegen der für die in Fig. 12 dargestellten Gleichrichter-Gittersteuerungen vorgesehenen getrennten Spannungsquelle bleiben daher die positiven und negativen, ihnen zugeordneten Spannungsquellen, bezogen auf die Klemme 214, konstant, die an Massepotential liegt. Diese Bedingung kann so angesehen werden, als würde die Klemme 214 auf einem «fließenden» (floating) Potential und die positiven und die negativen Spannungsquellen darauf bezogen konstant gehalten. Wegen dieser fließenden Bedingung kann kein falsches Durchschalten der gesteuerten Siliziumgleichrichter 215 die Folge sein.

Wenn im Betrieb ein Signal dem Eingang des in Fig. 12 dargestellten Kreises an den Klemmen 210 und 211 zugeführt wird, wandelt die Vollwellengleichrichterbrücke 226 diese Signale um in eine kontinuierliche positive Impulsfolge. Diese positiven Impulse werden über den Widerstand 227 dem Kondensator 228 zugeführt, was den Kondensator 228 stufenweise auflädt, bis der Transistor 240 leitend wird. Wegen des gesperrten Transistors 241 gelangt jedoch kein Signal an die monostabile Kippschaltung 232. Der Transistor 241 wird nur dann leitend, wenn die Spannung an der Klemme 216, bezogen auf die Spannung an der Klemme 217, positiv wird. Bei dieser Bedingung fliesst ein Strom durch den Widerstand 221 nach der Basis des Transistors 241, was den Transistor 241 leitend macht. Wenn beide Transistoren 240, 241 leitend sind, wird der Transistor 247 infolge des Spannungsabfalls an seiner Basis weniger leitend.

Die verminderte Leitung durch den Transistor 247 wächst mit der Spannung an der Basis des Transistors 251, welche jenen Transistor leitend macht. Bevor der Transistor 251 leitend ist, ist jedoch der Kondensator 254 auf einen vorbestimmten Wert aufgeladen. Die Ladung auf dem Kondensator 254 ist während des Ruhezustandes von dem Spannungsteiler bestimmt, der aus dem Widerstand 253 und dem Widerstand 262 besteht, welche zwischen die Quelle positiven Potentials und Massepotential geschaltet sind. Der Kondensator 254 lädt sich über den Basis-Emitter-Kreis des Transistors 256 auf. Wenn jedoch der Transistor 251 leitend wird, entlädt sich der Kondensator 254 und erzeugt einen negativen Spannungsimpuls an der Basis des Transistors 256, der diesen Transistor während der Zeit, in der sich der Kondensator 254 auf einen vorbestimmten Wert entlädt, sperrt. Der Transistor 256 wird dann wegen der Verbindung seiner Basis mit der Quelle positiven Potentials über den Widerstand 257 wieder leitend.

Wenn der Transistor 256 sperrt, wächst die Spannung an der Basis des Transistors 260 und macht diesen Transistor leitend. Der leitende Transistor 260 stellt einen anderen Weg für die Entladung des Kondensators 254 dar. Dieser andere Weg für die Entladung des Kondensators 254 ist für den Fall vorgesehen, dass der Transistor 251 sperrt, bevor der Kondensator 254 sich auf den vorbestimmten Wert entladen hat. Der Transistor 251 kann wieder sperren, wenn keines der Eingangssignale für das Und-Gatter 230 entfernt wird. Diese Bedingung kann dann auftreten, wenn der Transistor 240

leitend bleibt und der Kondensator 228 sich über dessen Basis-Emitter-Kreis entlädt.

Wenn sich der Transistor 256 im Leitzustand befindet, nimmt das Potential an der Basis des Transistors 264 zu, was diesen Transistor leitend macht. Der leitende Transistor 264 vermindert die Spannung an der Basis des Transistors 268 und hat zur Folge, dass der Transistor leitend wird.

In ruhendem Zustand wird der Kondensator 270 über den Widerstand 269 geladen. Wenn sich der Transistor 268 im Durchlasszustand befindet, nimmt die Spannung an der Basis des Transistors 272 infolge der Entladung des Kondensators 270 über den Transistor 268 plötzlich zu. Im ruhenden Zustand lädt sich der Kondensator 274 über den Widerstand 273. Die von der Grösse des Widerstandes 273 und des Kondensators 274 bestimmte Zeitkonstante ist relativ gering im Vergleich zu einer Periode entweder der Wechsellspannung, die den Leitungen 34, 35 und 36 zugeführt wird, oder einer Periode der Wechsellspannung, die auf den Leitungen 44, 45 und 46 erzeugt ist. Folglich ist die am Kondensator 274 erzeugte Spannung angenähert gleich der Grösse der positiven Speisespannung. Wenn der Transistor 272 sich im Durchlasszustand befindet, entlädt sich der Kondensator 274 über ihn, was zur Folge hat, dass ein grosser Stromimpuls durch die Widerstände 276 und 277 geleitet wird. Der Kondensator 274 kann daher als Booster-Kondensator für die Erzeugung eines hohen Stromimpulses an der Gitterelektrode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 angesehen werden.

Nachdem der Transistor 256 durch Anlegen eines negativen Spannungsimpulses an seine Basis infolge der Entladung des Kondensators 254 in den Sperrzustand gelangt ist, wird er wieder leitend, wenn der Kondensator 254 sich bis auf einen vorbestimmten Wert entladen hat. Wenn sich der Transistor 256 im Durchlasszustand befindet, nimmt die Spannung an seinem Kollektor ab, was zur Folge hat, dass die Spannung an der Basis der Transistoren 260 und 264 ebenfalls abnimmt, wodurch diese Transistoren sperren. Wenn aus irgendeinem Grund der Transistor 251 weiterhin im Durchlasszustand bleibt, nachdem ein Impuls von der monostabilen Kippschaltung 232 abgegeben wurde, gelangt der Transistor 256 nicht als Folge davon in den Sperrzustand, da der Kondensator 254 noch nicht die Möglichkeit hatte, sich aufzuladen, wie es beim ruhenden Betriebszustand der Fall ist. Diese Bedingung hat jedoch keinen nachteiligen Betrieb des Kreises zur Folge, da der gesteuerte Siliziumgleichrichter 215 beim Fehlen eines Auslöseimpulses an seiner Gitterelektrode weiterhin leitet, und zwar solange, wie die Spannung an seiner Anode positiver ist als die Spannung an seiner Kathode. Sobald die Spannung an der Anode des gesteuerten Siliziumgleichrichters 215 unter die Spannung an seiner Kathode absinkt, bleibt das eine Eingangssignal für das Und-Gatter 230, welches über den Widerstand 221 zugeführt wurde, aus, was zur Folge hat, dass der Transistor 241 sperrt. Mit dem Transistor 241 im Sperrzustand wird der Transistor 247 leitend, was zur Folge hat, dass die dem Transistor 251 zugeführte Vorspannung abnimmt, wodurch der Transistor 251 in den Sperrzustand übergeht.

Wenn sich der Transistor 264 im Sperrzustand befindet, wird auch der Transistor 268 gesperrt, was wiederum zur Folge hat, dass auch der Transistor 272 gesperrt wird. Es kann daher davon ausgegangen werden, dass die monostabile Kippschaltung 232 an ihrem Ausgang einen Impuls liefert, der eine von der Entladung

des Kondensators 254 abhängige feste zeitliche Dauer besitzt. Wenn einmal ein Auslöseimpuls der monostabilen Kippschaltung 232 zugeführt wurde, liefert sie einen Ausgangsimpuls, der immer dieselbe zeitliche Dauer besitzt, unabhängig von der zeitlichen Dauer des Impulses, der ihrem Eingang zugeführt wurde.

Wie vorstehend erwähnt wurde, ist jede der in Fig. 5 dargestellten Gittersteuerungen 80a bis 80f aus den in Fig. 12 und 13 dargestellten, in Reihe zueinander geschalteten Kreisen aufgebaut. Jede der Gittersteuerungen 80a bis 80f ist mit einem zugehörigen Ausgang des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 verbunden (vgl. Fig. 2). Die Ausgangssignale des Mehrphasen-Frequenzgenerators 47 sind in Fig. 6 dargestellt. Die positiven Teile der Signale 84, 85 und 86 bilden drei der Ausgangssignale; die negativen Teile der Signale 84, 85 und 86 bilden die übrigen drei Ausgangssignale. Jeweils eines dieser Ausgangssignale ist als Eingangssignal einem der in Fig. 13 dargestellten Kreise zugeführt, und zwar über Klemmen 280 und 281.

Die Klemme 280 ist über einen Widerstand 282 mit der Basis eines Transistors 283 verbunden, dessen Emitter mit der Klemme 281 verbunden ist, die an Masse liegt. Der Kollektor des Transistors 283 ist über einen Widerstand 284 mit einer Quelle positiven Potentials, z. B. einer +24-V-Spannungsquelle, verbunden. Die Basis des Transistors 283 ist ausserdem über einen Widerstand 285 mit einer Quelle negativen Potentials, z. B. einer -24-V-Spannungsquelle, verbunden. Die Verbindung der Basis des Transistors 283 mit der Quelle negativen Potentials hält normalerweise den Transistor 283 gesperrt, wenn kein Signal den Eingangsklemmen 280 und 281 zugeführt ist.

Der Kollektor des Transistors 283 ist über einen Widerstand 286 mit der Basis eines Transistors 287 verbunden, die ausserdem über einen Widerstand 288 mit der Quelle negativen Potentials verbunden ist. Der Vorspannungskreis, der aus den Widerständen 284, 286 und 288 gebildet ist, hält normalerweise den Transistor 287 leitend, wenn der Transistor 283 gesperrt ist. Der Kollektor und der Emitter des Transistors 287 sind mit dem Kollektor und dem Emitter eines Transistors 289 verbunden. Die Kollektoren der Transistoren 287 und 289 sind über einen Widerstand 290 mit der Quelle positiven Potentials verbunden, ihre Kollektoren sind mit Masse verbunden. Die Basis des Transistors 289 ist über einen Widerstand 291 mit der Quelle negativen Potentials verbunden, was normalerweise, d. h. wenn kein anderes Signal zugeführt wird, den Transistor 289 gesperrt hält. Ein Signal mit einer Frequenz  $F_2$  wird einer Klemme 292 zugeführt, die über einen Widerstand 293 mit der Basis des Transistors 289 verbunden ist. Der Transistor 289 verstärkt das der Klemme 292 zugeführte Signal und liefert als Ausgangssignal an seinen Kollektor dieses verstärkte Signal.

Die Transistoren 287 und 289 bilden ein Oder-Gatter, so dass bei leitendem Transistor 287 die Kollektoren der Transistoren 287 und 289 an Masse gelegt sind.

Der Kollektor des Transistors 289 ist über einen Widerstand 294 mit der Basis eines Transistors 295 verbunden, die ausserdem über einen Widerstand 296 mit der Quelle negativen Potentials verbunden ist. Der von den Widerständen 290, 294 und 296 gebildete Vorspannungskreis hält normalerweise den Transistor 295 im Durchlasszustand. Wegen des Durchlasszustandes des Transistors 287 im ruhenden Zustand ist jedoch der Transistor 295 im Sperrzustand. Der Kollektor des

Transistors 295 ist über einen Widerstand 297 mit der Quelle positiven Potentials und über eine Diode 298 mit einer zweiten Quelle positiven Potentials verbunden, z. B. mit einer +5-V-Spannungsquelle. Der Kollektor des Transistors 295 ist ausserdem über einen Kondensator 299 mit einer Ausgangsklemme 300 verbunden. Der Emittor des Transistors 295 ist mit einer zweiten Ausgangsklemme 301 verbunden, die an Masse liegt.

Wenn ein Signal den Eingangsklemmen 280 und 281 zugeführt ist, wird der Transistor 283 leitend und vermindert das Potential an seinem Kollektor, was wiederum das Potential an der Basis des Transistors 287 vermindert. Diese Spannungsverminderung an der Basis des Transistors 287 sperrt den Transistor 287, wonach sich die Spannung an seinem Kollektor erhöht. Das an der Klemme 292 zugeführte Signal, welches von dem Transistor 289 verstärkt wird, wird der erhöhten Spannung an dessen Kollektor überlagert und über den Widerstand 294 der Basis des Transistors 295 zugeführt. Bei gesperrtem Transistor 287 und erhöhter Spannung an seinem Kollektor wird der Transistor 295 leitend. Das Signal, welches der Basis des Transistors 295 vom Kollektor des Transistors 289 zugeführt wird, wird verstärkt. Das verstärkte Signal steht am Kollektor des Transistors 295 an.

Die Diode 298 hält die Spannung am Kollektor des Transistors 295 auf +5 V, so dass die Spannung am Kollektor des Transistors 295 diesen Wert nicht übersteigen kann. Das verstärkte Signal am Kollektor des Transistors 295 wird über einen Kondensator 299 der Ausgangsklemme 300 zugeführt. Die Ausgangsklemmen 300 und 301 sind mit den Klemmen 210 und 211 jeweils einer der Gleichrichter-Gittersteuerungen, die in Fig. 12 dargestellt sind, verbunden.

Wie oben anhand der Beschreibung des in Fig. 3 dargestellten Blockschaltbildes erläutert wurde, stehen zwei Verfahren zur Verfügung, um eine digitale Teilung der Ausgangsfrequenz eines Oszillators konstanter Frequenz durchzuführen.

Bei einem dieser Verfahren wird ein üblicher Unter-setzerkreis verwendet, der einen Ausgangsimpuls liefert, wenn ihm eine vorbestimmte Anzahl Eingangsimpulse zugeführt werden. Ein solcher Frequenzteiler besitzt ein hohes Auflösungsvermögen nur im oberen Bereich der von ihm durchgeführten Teilungsoperation. Wenn z. B. ein solcher Standardunter-setzer so eingestellt ist, dass er jeweils einen Ausgangsimpuls für jeden Eingangsimpuls liefert, würde die nächste diskrete Änderung, die in ihm erzeugt werden könnte, darin bestehen, dass er einen Ausgangsimpuls für jeweils zwei Eingangsimpulse lieferte. Eine solche Änderung hat zur Folge, dass die Teilung um einen Faktor 2 geändert würde. Deshalb haben derartige Standardunter-setzer nur in ihrem oberen Bereich eine hohe Auflösung. Wenn folglich ein solcher Standardunter-setzer verwendet wird, muss die Frequenz des Eingangssignals um einen Faktor 3 oder 4 grösser sein als die Frequenz des Ausgangssignals.

Wenn jedoch ein Pulschopper als Teiler verwendet wird, der aus einer Zahl der dem Eingang zugeführten Impulse einen Impuls aussiebt, existiert eine andere Bedingung, d. h. es wird eine hohe Auflösung am unteren Ende der Skala eines solchen Teilers erzielt. Wenn nämlich der Pulschopper zunächst einen Impuls aus einer Impulsreihe aussiebt, würde ein Wechsel auf seine nächste Einstellung bedeuten, dass zwei Ausgangsimpulse aus derselben Impulsreihe ausgesiebt werden müssten, wobei die zu entfernenden Impulse voneinander entfernt

sein könnten. In dem Standardunter-setzer hat eine solche Änderung eine Änderung im Ausgangssignal um den Faktor 2 zur Folge. In dem Pulschopper hat jedoch dieselbe Änderung eine relativ kleine prozentuale Änderung im Ausgangssignal zur Folge. Deshalb braucht das am Eingang eines Teilers zugeführte Signal, bei dem ein Pulschopper verwendet wird, nur so gross wie die maximale am Ausgang des Teilers gewünschte Ausgangsfrequenz zu sein.

Ein solcher Pulschopper, der als Frequenzteiler verwendet wird, bildet das zweite Verfahren für die Durchführung der digitalen Teilung der Ausgangsfrequenz eines Oszillators konstanter Frequenz. Einen Pulschopper nach der vorliegenden Erfindung zeigt Fig. 14. Dieser Pulschopper kann für den in Fig. 3 dargestellten Hauptoszillator 55 veränderbarer Frequenz verwendet werden. Wie in Fig. 14 dargestellt ist, ist ein Oszillator 310 konstanter Frequenz, der z. B. als Kristalloszillator ausgebildet sein kann, mit einem Zähler 311 verbunden, der so gesetzt ist, dass er bis zu einer vorbestimmten ganzen Zahl M zählt. Mit dem Zähler 311 sind eine Reihe von Gattern 312 verbunden, die auf eine vorbestimmte Zahl eingestellt sind. Ein Ausgang des Zählers 311 ist mit dem Setzeingang einer Binäranordnung 313 verbunden. Der Ausgang der Gatter 312 ist mit dem Rücksetzeingang der Binäranordnung 313 verbunden. Der Setzausgang der Binäranordnung 313 ist mit einer Klemme eines Und-Gatters 314 verbunden, dessen anderer Eingang mit dem Ausgang des Oszillators 310 konstanter Frequenz verbunden ist. Der Ausgang des Und-Gatters 314 bildet das Haupttaktsignal, welches direkt dem in Fig. 3 dargestellten Steuerkreis für die Hochlauf-drehzahl 57 zugeführt ist.

Im Betrieb werden unter der Annahme, dass die Binäranordnung 313 eingangs gesetzt wurde, alle diejenigen Impulse, die eingangs von dem Oszillator 310 konstanter Frequenz zugeführt wurden, durch das Gatter 314 dem Eingang des Steuerkreises 57 zugeführt. Sobald Impulse von dem Oszillator 310 dem Eingang des Zählers 311 zugeführt werden, zählt der Zähler 311 bis zu der Zahl N, die in das Gatter 312 eingegeben ist. In diesem Augenblick wird von dem Gatter 312 an den Rücksetzeingang der Binäranordnung 313 ein Ausgangssignal geliefert, welches zur Folge hat, dass die Binäranordnung 313 rückgesetzt wird, wodurch ein Eingangssignal für das Und-Gatter 314 wegfällt, was zur Folge hat, dass das Ausgangssignal des Oszillators 310 im Und-Gatter 314 blockiert ist. Wenn der Zähler 311 seine volle Zahl M erreicht hat, wird die Binäranordnung 313 wieder gesetzt, wodurch das Und-Gatter 314 wieder den Impulsfluss vom Oszillator 310 durchlässt. Das Hauptsignal aus dem Und-Gatter 314 besteht aus einer Anzahl Impulsen, die gleich der um Zahl N verminderten Zahl M ist.

Die Steuerkreise 57 für die Hochfahrgeschwindigkeit ermöglichen es den mit ihnen verbundenen Motoren 48, stufenweise vom Stillstand auf eine Arbeitsdrehzahl zu fahren, wobei eine synchrone Arbeitsweise aufrecht erhalten bleibt. In Fertigungsmaschinen, die üblicherweise aus mehreren getrennten Teilen aufgebaut sind, von denen jeder mit einem anderen zur Erzielung eines gemeinsamen Ergebnisses verbunden ist, ist es oftmals erwünscht, den Betrieb eines Teils zu unterbrechen, während die anderen Teile in Betrieb bleiben. Dazu ist es weiterhin erwünscht, wenn eine solche Fertigungsmaschine geeignet ist, einen einzelnen Maschinenteil bei einer relativ geringen Drehzahl anzufahren und

diese Drehzahl stufenweise zu erhöhen, bis sie der Drehzahl der anderen Teile in der gesamten Maschine entspricht. Wenn Synchronmotoren verwendet werden, ist es schliesslich erwünscht, diese Motoren bei einer geringen Geschwindigkeit im Synchronismus anzufahren und die synchrone Arbeitsweise während der Zunahme der Drehzahl bis zur Betriebsdrehzahl beizubehalten. Diese Funktion ist bei der vorliegenden Erfindung durch die Steuerkreise 57 für die Hochlaufdrehzahl erfüllt, die in dem Blockschaltbild in Fig. 15 dargestellt sind.

Wie in Fig. 15 dargestellt ist, ist der Ausgang des Hauptoszillators 55 mit einem Eingang eines Und-Gatters 320 und dem Rücksetzeingang eines Flipflops 321 für die Taktsteuerung zugeführt. Ein Ausgang eines Multivibrators 322 ist mit dem Setzeingang des Flipflops 321 verbunden. Ein Ausgang des Flipflops 321 ist mit dem zweiten Eingang des Und-Gatters 320 über einen Schalter 323 verbunden. Der Multivibrator 322 und der Schalter 323 sind über eine Frequenzsteuerung 324 gesteuert, die vorzugsweise aus einem Potentiometer gebildet ist, das mit dem Multivibrator 322 verbunden ist, um dessen Ausgangsfrequenz zu steuern, und mit dem Schalter 323, um diesen an einem Ende der Bewegung des Potentiometers zu betätigen. Das Flipflop 321 für die Taktsteuerung ist jedesmal dann gesetzt, wenn der Multivibrator 322 einen Puls an seinem Ausgang erzeugt, und ist jedesmal dann rückgesetzt, wenn der Hauptoszillator 55 einen Puls an seinem Ausgang erzeugt. Wenn das Flipflop 321 gesetzt ist, ist das Gatter 320 gesperrt, und die Pulse aus dem Hauptoszillator 55 können das Gatter nicht passieren.

Am Anfang der Anfahrperiode ist die Frequenzsteuerung 324 auf die grösstmögliche Frequenz eingestellt. Diese Frequenz ist angenähert zweimal so gross wie die vom Hauptoszillator 55 herrührende maximale Frequenz. Unter diesen Bedingungen empfängt das Flipflop 321 zweimal so viele Setzimpulse wie Rücksetzimpulse, und das Gatter 320 ist fast kontinuierlich gesperrt. Wenn die Frequenzsteuerung 324 geändert wird, nimmt die Frequenz des Multivibrators 322 ab, und das Flipflop 321 empfängt weniger Setzimpulse. Das Flipflop 321 wird öfter rückgesetzt, das Gatter 320 lässt während dieser Zeiten Impulse aus dem Hauptoszillator 55 durch. Wenn die Frequenzsteuerung 324 vollständig nach der anderen Grenze verstellt wird, wird der Schalter 323 betätigt, und eine konstante Spannung wird dem zweiten Eingang des Und-Gatters 320 zugeführt, so dass alle Impulse vom Hauptoszillator 55 das Und-Gatter passieren können. Folglich ist die Frequenz des Ausgangssignals am Gatter 320 gleich der Frequenz des Ausgangssignals am Hauptoszillator 55.

Ein Schaltbild des Multivibrators 322 ist in Fig. 16 dargestellt. Ein Potentiometer 330, welches die Frequenzsteuerung 324 bildet, ist zwischen eine Quelle positiven Potentials und die Basis eines Transistors 331 geschaltet. Der Kollektor des Transistors 331 ist über einen Widerstand 332 mit der Quelle positiven Potentials und über einen Kondensator 333 mit Masse verbunden. Der Emitter des Transistors 331 ist über einen Widerstand 334 mit einer Quelle negativen Potentials und direkt mit der Basis eines Transistors 335 verbunden. Der Kollektor des Transistors 335 ist über einen Widerstand 336 mit der Quelle positiven Potentials und über einen Widerstand 337 mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 335 ist ausserdem über einen Widerstand 338 mit der Basis eines Transistors 339 verbunden. Die Basis des Transistors 339 ist über einen

Widerstand 340 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Kollektor des Transistors 339 ist über einen Widerstand 341 mit der Quelle positiven Potentials und direkt mit einer Ausgangsklemme 342 des Multivibrators 322 verbunden. Der Kollektor des Transistors 339 ist ausserdem mit Masse über einen Widerstand 343 verbunden, der mit dem Widerstand 341 einen Spannungsteiler bildet, um eine Spannung an der Klemme 342 zu erzeugen, wenn der Transistor 339 gesperrt ist. Der Emitter des Transistors 339 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 335 ist ausserdem über einen Kondensator 344 mit der Basis eines Transistors 345 verbunden, die wiederum über ein Potentiometer 346 mit der Quelle positiven Potentials verbunden ist. Der Kollektor des Transistors 345 ist über einen Widerstand 347 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Der Emitter des Transistors 345 ist über einen Widerstand 348 mit der Quelle negativen Potentials und ausserdem direkt mit der Basis eines Transistors 349 verbunden. Der Kollektor des Transistors 345 ist ausserdem über einen Kondensator 350 mit Masse verbunden. Der Emitter des Transistors 349 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 349 ist über einen Widerstand 351 mit der Quelle positiven Potentials verbunden. Ausserdem ist der Kollektor des Transistors 349 über einen Widerstand 352 mit Masse und über einen Kondensator 353 mit der Basis des Transistors 331 verbunden. Die jeweiligen Werte der Widerstände 337 und 352 bestimmen, welcher der Transistoren 331 und 345 zu Beginn leitend ist. In der bevorzugten Ausführung der Erfindung ist der Transistor 345 zunächst leitend. Ein solcher Durchlasszustand des Transistors 345 macht wegen der Verbindung seines Emitters mit der Basis des Transistors 349 den Transistor 349 leitend. Wenn der Transistor 331 zunächst gesperrt ist, wird auch der Transistor 335 wegen der Verbindung seiner Basis über den Widerstand 334 mit der Quelle negativen Potentials gesperrt. Als Ergebnis des Sperrzustandes des Transistors 335 ist die Spannung an der Basis des Transistors 339 auf einem Wert, der den Transistor 339 leitend macht, so dass die Spannung an der Ausgangsklemme 342 etwa gleich dem Massepotential ist.

Wegen des Leitzustandes des Transistors 345 lädt sich der Kondensator 344 über dessen Basis-Emitter-Verbindung auf, was dazu führt, dass die Spannung an der Basis des Transistors 345 auf einen Punkt reduziert wird, der nahe beim Sperrzustand liegt. Wegen des Leitzustandes des Transistors 349 lädt sich der Kondensator 353 auf, was zur Folge hat, dass die Spannung an der Basis des Transistors 331 positiver wird. Diese Wirkung geht weiter bis zu dem Punkt, bei dem der Transistor 331 leitend und der Transistor 345 gesperrt wird. Die Ladezeit des Kondensators 353 ist bestimmt durch die Einstellung des Potentiometers 330.

Wenn sich der Transistor 331 im Durchlasszustand befindet, wächst die Spannung an der Basis des Transistors 335, was zur Folge hat, dass dieser Transistor leitend wird. Folglich wird die Spannung an der Basis des Transistors 339 vermindert, wodurch dieser Transistor sperrt, was wiederum einen Spannungsanstieg an der Ausgangsklemme 342 zur Folge hat. Der Sperrzustand des Transistors 345 hat eine Spannungsabnahme an der Basis des Transistors 349 zur Folge, wodurch dieser Transistor sperrt. Da der Multivibrator 322 symmetrisch aufgebaut ist, wird diese Arbeitsweise wiederholt, so dass eine Reihe von Impulsen an der Ausgangs-



klemme 342 erzeugt wird, deren Frequenz durch die Einstellung des Potentiometers 330 bestimmt ist. Die Kondensatoren 333 und 350 unterstützen ebenfalls, dass die Transistoren 331 und 345 sperren, da auf ihnen während des Leitzustandes eines der Transistoren 331 und 345 eine Ladung entsteht, die zur Folge hat, dass die Kollektoren dieser Transistoren negativer werden.

Ein Schaltbild des Flipflops 321 für die Taktsteuerung ist in Fig. 17 dargestellt. Eine erste Eingangsklemme 360 ist mit einem Ausgang des Hauptoszillators 55 verbunden. Eine zweite Eingangsklemme 361 ist mit einem Ausgang des Multivibrators 322 verbunden. Das Flipflop 321 liefert ein Ausgangssignal an einer Klemme 362, die über den Schalter 323 mit dem Und-Gatter 320 verbunden ist. Die Eingangsklemme 360 ist über einen Kondensator 363 mit der Kathode einer Diode 364 verbunden, deren Anode mit der Basis eines Transistors 365 verbunden. Der Emittor des Transistors 365 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 365 ist über einen Widerstand 366 mit einer Quelle positiven Potentials verbunden. Die Kathode der Diode 364 ist über einen Widerstand 367 mit Masse verbunden und über einen Widerstand 368 mit der Quelle positiven Potentials. Die Widerstände 367 und 368 bilden einen Spannungsteiler, der die Vorspannung für die Kathode der Diode 364 liefert. Die Basis des Transistors 365 ist über einen Widerstand 369 mit einer Quelle negativen Potentials verbunden und über zwei in Reihe geschaltete Widerstände 370 und 371 mit einer Quelle positiven Potentials. Parallel zu dem Widerstand 370 ist ein Kondensator 372 geschaltet. Der Verbindungspunkt der Widerstände 370 und 371 ist über einen Widerstand 373 mit der Basis eines Transistors 374 verbunden. Die Basis des Transistors 374 ist über einen Widerstand 375 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Emittor des Transistors 374 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 374 ist über einen Widerstand 376 mit der Quelle positiven Potentials verbunden und über einen Widerstand 377 mit Masse und mit der Klemme 362. Der Kollektor des Transistors 365 ist über einen Widerstand 378 mit Masse verbunden und über einen Widerstand 379 und einen dazu parallelgeschalteten Kondensator 380 mit der Basis eines Transistors 381. Ausserdem ist der Kollektor des Transistors 365 über einen Widerstand 382 mit der Basis eines Transistors 383 verbunden. Der Emittor des Transistors 381 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 381 ist mit dem Verbindungspunkt zwischen den Widerständen 370 und 371 verbunden, ausserdem über einen Widerstand 384 mit Masse. Die Basis des Transistors 381 ist über einen Widerstand 385 mit der Quelle negativen Potentials und direkt mit der Anode einer Diode 386 verbunden. Die Kathode der Diode 386 ist über einen Widerstand 387 mit Masse verbunden, über einen Widerstand 388 mit der Quelle positiven Potentials und über einen Kondensator 389 mit der Klemme 361. Die Basis des Transistors 383 ist über einen Widerstand 390 mit der Quelle negativen Potentials verbunden. Der Emittor des Transistors 383 ist mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 383 ist über einen Widerstand 391 mit der Quelle positiven Potentials und über einen Widerstand 392 mit Masse verbunden.

Wenn das Flipflop 321 im gesetzten Zustand ist, leiten die Transistoren 365 und 374, und die Transistoren 381 und 383 sperren. Als Folge des Durchlasszustandes des Transistors 374 ist die Spannung an der Klemme 362 im wesentlichen auf Massepotential. Der Zustand

des Flipflops 321 wird dadurch geändert, dass eine negativ werdende Spannung einer der Klemmen 360 oder 361 zugeführt wird. Wenn die Spannung an der Klemme 360 vermindert wird, wird auch das Potential an der Basis des Transistors 365 vermindert, was zur Folge hat, dass der Transistor 365 sperrt. Wenn der Transistor 365 sperrt, nimmt die Spannung an der Basis des Transistors 383 zu, was zur Folge hat, dass dieser Transistor leitend wird. Gleichzeitig nimmt die Spannung an der Basis des Transistors 381 zu, was zur Folge hat, dass dieser Transistor leitend wird, was wiederum zur Folge hat, dass das Potential an der Basis des Transistors 374 sich auf einen Wert vermindert, der den Transistor 374 sperrt. Wenn der Transistor 374 gesperrt ist, ist die Spannung an der Klemme 362 positiv, bezogen auf das Massepotential. Wenn die Transistoren 365 und 374 sperren und die Transistoren 381 und 383 leiten, befindet sich das Flipflop 321 im Rücksetzzustand. Um das Flipflop 321 aus dem Rücksetzzustand in den Setzzustand umzuschalten, wird ein negativ werdender Impuls der Klemme 361 zugeführt, um den Transistor 381 zu sperren. Die Reaktion der Elemente in dem Flipflop 321 ist, wie vorstehend beschrieben, um den Transistor 374 wieder leitend zu machen.

Fig. 18 zeigt teilweise als Schaltbild, teilweise als Blockschaltbild die Untersetzer 58, die Torschaltungen 59, die Register 60 und den Registerstellkreis 61, wie sie in der Schaltung nach Fig. 3 verwendet sind. Ein Ausgangssignal des in Fig. 15 dargestellten Und-Gatters 320 ist mit einer Eingangsklemme 400 eines Nand-Gatters 401 eine Periode lang verbunden. Ein weiteres Eingangssignal für das Nand-Gatter 401 wird über eine Leitung 402 zugeführt, auf der sich ein Phasenvorlaufsignal («phase advance» signal) befindet. Der Ausgang des Nand-Gatters 401 ist mit einem Eingang eines Zählers 403 verbunden, der aus mehreren Flipflops 403a bis 403n gebildet ist. Der Ausgang des Flipflops 403n ist mit dem Eingang einer monostabilen Kippstufe 404 verbunden, deren einer Ausgang das Phasenvorlaufsignal liefert. Wenn jedes Flipflop 403a bis 403n rückgesetzt ist, wird am Ausgang des Flipflops 403n kein Impuls erzeugt, bis 2N Pulse von dem Nand-Gatter 401 geliefert wurden. Wenn jedoch alle Flipflops 403a bis 403m in gesetztem Zustand und das Flipflop 403n in rückgesetztem Zustand sind, erzeugt der nächste vom Nand-Gatter 401 an den Eingang des Flipflops 403a gelieferte Impuls einen Ausgangsimpuls am Flipflop 403n, der dem Eingang der monostabilen Kippschaltung 404 zugeführt wird, um an ihm einen Ausgangsimpuls zu erzeugen. Es kann daher angenommen werden, dass die Zustände der Flipflops 403a bis 403n die Zahl der an einem Ausgang des Nand-Gatters 401 benötigten Impulse bestimmen, bevor ein Impuls am Ausgang der Kippschaltung 404 erscheint. Folglich arbeitet der Zähler 403 als Untersetzer oder Teiler für die an seinem Eingang zugeführten Impulse.

Der Zustand der Flipflops 403a bis 403m wird durch mehrere Nand-Gatter 405a bis 405m und 406a bis 406m gesteuert, die jeweils mit den Setz- und Rücksetzeingängen der Flipflops 403a bis 403m verbunden sind. Die Nand-Gatter 405 und 406 bestimmen jedoch nur den Zustand des jeweiligen Flipflops 403a bis 403m, wenn ihnen aus einem Ausgang der monostabilen Kippschaltung 404 über eine Leitung 407 ein Impuls zugeführt wird. Das heisst, dass ein Ausgang der Kippschaltung 404 über die Leitung 407 mit allen Nand-Gattern

405 und 406 verbunden ist und diese Gatter nur durchschalten, wenn an dem Ausgang ein Impuls erzeugt ist.

Der zweite Eingang der Nand-Gatter 405 und 406 ist durch je ein Ausgangssignal aus einem Schieberegister 408 beaufschlagt. Wenn beide Eingangssignale für die Nand-Gatter 405 und 406 positiv sind, liegen ihre Ausgangssignale an Massepotential oder an 0 V. Wenn irgendeine andere Bedingung an den Eingängen der Nand-Gatter existiert, ist deren Ausgang positiv. Um den Zustand eines der Flipflops 403a bis 403n entweder über die Setz- oder die Rücksetzeingänge zu ändern, müssen die entsprechenden Eingänge mit Massepotential verbunden werden. Wenn z. B. das Flipflop 403a in einem Setzzustand ist, ist sein Ausgang Q positiv, bezogen auf das Massepotential. Um den Zustand des Flipflops 403a in den Rücksetzzustand zu ändern, muss die Klemme  $R_D$  mit Masse verbunden werden, was zur Folge hat, dass die Spannung an der Ausgangsklemme Q sich von einem positiven Wert nach null oder nach Masse ändert.

Die in den Fig. 18 und 19 dargestellten Nand-Gatter könnten als Nor-Gatter angesehen werden, je nach der verwendeten Betrachtungsweise. Da jedoch in dieser Beschreibung eine positive Spannung als «null» und Massepotential als «eins» angesehen wird, können die in den Fig. 18 und 19 dargestellten Gatter üblicherweise als Nand-Gatter angesehen werden.

Indem zunächst bestimmte Flipflops 403a bis 403m in einen Setz- oder einen Rücksetzzustand gebracht werden, ist eine vorbestimmte Binärzahl dort gespeichert, die die Zahl der Impulse bestimmt, die dem Eingang C des Flipflops 403a zugeführt werden müssen, bevor am Ausgang Q des Flipflops 403n ein Impuls erzeugt wird. Wenn die Spannung am Eingang C eines der Flipflops 403a bis 403n von 5 V nach 0 V vermindert wird, ändert sich der Zustand des zugehörigen Flipflops. Diese Bedingung ist für das Eingangssignal des Flipflops 403a nur erfüllt, wenn als Eingangssignale für das Nand-Gatter 401 +5 V der Klemme 400 und auf der Leitung 402 zugeführt sind. Da die Ausgänge der monostabilen Kippschaltung 404, nämlich Q und  $\bar{Q}$ , einander komplementär sind, hat ein positives Ausgangssignal an der Klemme Q zur Folge, dass 0 V am Ausgang  $\bar{Q}$  liegen, um das Nand-Gatter 401 während der Zeit, in der die Flipflops 403a bis 403n gesetzt und/oder rückgesetzt werden, unwirksam zu machen.

Wie eingangs erwähnt wurde, erzeugt ein Untersetzer, der wie der Zähler 403 aus mehreren in Reihe geschalteten Flipflops besteht, einen Ausgangsimpuls jeweils für N Eingangsimpulse. Ein solcher Untersetzer hat ein hohes Auflösungsvermögen, auch am Ende seines Teilungsbereichs.

Wie vorstehend erläutert wurde, wird dann, wenn z. B. am Ende des Teilungsbereichs mit geringer Auflösung ein Wechsel von der Erzeugung eines Ausgangsimpulses für jeweils einen Eingangsimpuls nach der Erzeugung eines Ausgangsimpulses für jeweils zwei Eingangsimpulse, die Ausgangsfrequenz um 100 % geändert. Da ein solcher Wechsel weder erwünscht noch notwendig ist, sind einer oder mehrere der Flipflops am Ausgangsende des Zählers 403 nach dem Erscheinen eines Ausgangsimpulses von der monostabilen Kippschaltung 404 immer rückgestellt.

In Fig. 18 ist das Flipflop 403n so dargestellt, dass seinem Setzeingang  $S_D$  kontinuierlich eine positive Spannung zugeführt wird, so dass dieser Eingang nicht wirk-

sam ist, um den Zustand des Flipflops 403n in den Setzzustand umzuschalten. Der Rücksetzeingang  $R_D$  des Flipflops 403n ist jedoch mit einem Ausgang des Nand-Gatters 406n verbunden, welches ein Ausgangssignal erzeugt, das umgekehrt dem ihm zugeführten Eingangssignal ist. Folglich wird dann, wenn von der monostabilen Kippschaltung 404 ein Ausgangssignal erzeugt wird, der Eingang  $R_D$  des Flipflops 403n geerdet, um das Flipflop 403n rückzusetzen. In einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung ist der Zähler 403 aus 13 Flipflops aufgebaut, von denen die ersten zehn Flipflops mit ihren Setz- und Rücksetzeingängen mit Nand-Gattern verbunden sind, so dass sie von dem Schieberegister 408 entweder gesetzt oder rückgesetzt werden können, und von denen die letzten drei Flipflops nur mit ihren Rücksetzeingängen jeweils mit Nand-Gattern 406 verbunden sind, so dass sie nur beim Auftreten eines Phasenvorlauf-Ausgangssignals von der Kippschaltung 404 rückgesetzt werden können. Eine solche Anordnung erlaubt, wenn alle Flipflops rückgesetzt sind, die Zufuhr von 8,192 Impulsen am Eingang des Zählers 403, bevor ein Ausgangsimpuls erzeugt wird, und von mindestens 7,169 Impulsen am Eingang des Zählers 403, bevor ein Ausgangsimpuls erzeugt wird, wenn die ersten 10 Flipflops in dem Zähler zunächst gesetzt werden. Es ergibt sich also eine relativ geringe Änderung in der Frequenz der von der Kippschaltung 404 erzeugten Ausgangsimpulse zwischen dem einen Extrem zum anderen Extrem des Teilungsvermögens des Zählers 403.

Das Schieberegister 408 ist aus mehreren Flipflops 409a bis 409m und mehreren Nand-Gattern 410a bis 410k und 411a bis 411k aufgebaut. Jedes Flipflop 409 enthält eine Eingangsklemme C, eine Rücksetzklemme  $R_C$ , eine Setzklemme  $S_C$  und Ausgangsklemmen Q und  $\bar{Q}$ . Der Zustand der Flipflops 409 ist bestimmt oder hergestellt durch die Grösse der Spannung, die einer der Klemmen  $R_C$  und  $S_C$  in der Zeit zugeführt wird, in der ein negativ werdender Impuls dem Eingang C zugeführt wird. Das heisst, dass dann, wenn die Eingangsklemme  $R_C$  an Masse liegt und ein negativ werdender Impuls dem Eingang C zugeführt wird, das jeweilige Flipflop rückgesetzt wird. Wenn jedoch die Eingangsklemme  $S_C$  an Masse liegt und ein negativ werdender Impuls dem Eingang C zugeführt wird, wird das jeweilige Flipflop gesetzt. Im rückgesetzten Zustand liegt die Klemme Q an einer Spannung von 0 V, und die Klemme  $\bar{Q}$  liegt darauf bezogen an positiver Spannung. Der Setzzustand des Flipflops ist entgegengesetzt seinem Rücksetzzustand. Jeder der Ausgänge Q des Flipflops 409 ist mit einem Eingang des zugehörigen Nand-Gatters 410 verbunden. Sein Ausgang  $\bar{Q}$  ist mit einem Eingang des zugehörigen Nand-Gatters 411 verbunden. Die einander entsprechenden Ausgänge der Nand-Gatter 410 und 411 sind gemeinsam mit dem Eingang C des folgenden Flipflops 409 verbunden.

Die Ausgänge Q der Flipflops 409 können so angesehen werden, dass sie eine Binärzahl bilden, die in den Zähler 403 mit Hilfe der Nand-Gatter 405 und 406 beim Erscheinen eines Phasenvorlaufpulses am Ausgang der Kippschaltung 404 übertragen wird. Diese Binärzahl, die dem Zustand der Flipflops 409 entspricht, kann durch Durchschalten der Gatter 410 vermindert und durch Durchschalten der Gatter 411 vergrössert werden. Um die Gatter 410 durchschalten zu können, ist ihr zweiter Eingang über ein Nand-Gatter 412 mit dem Ausgang  $\bar{Q}$  eines Flipflops 413 verbunden. Um die

Nand-Gatter 411 durchschalten zu können, ist ihr zweiter Eingang über ein Nand-Gatter 414 mit dem Ausgang Q des Flipflops 413 verbunden. Die Nand-Gatter 412 und 414 bilden die Negation eines Impulses, der ihrem Eingang zugeführt wird.

Die Eingänge  $R_C$  der Flipflops 409a bis 409m sind mit den jeweiligen Ausgängen der Nand-Gatter 415a bis 415m, die Eingänge  $S_C$  mit den jeweiligen Ausgängen der Nand-Gatter 416a bis 416m verbunden. Ein Eingang jedes Nand-Gatters 415 und 416 ist mit dem Ausgang Q einer monostabilen Kippschaltung 417 verbunden. Der zweite Eingang der Nand-Gatter 415 ist mit dem Ausgang Q des zugehörigen Flipflops 409 verbunden. Der zweite Eingang des Nand-Gatters 416 ist mit dem Ausgang  $\bar{Q}$  des zugehörigen Flipflops 409 verbunden. Wenn sich die monostabile Kippschaltung 417 im Ruhezustand befindet, ist deren Ausgang  $\bar{Q}$  positiv. Wenn sich eines der Flipflops 409 im rückgesetzten Zustand befindet, wird sein Ausgang  $\bar{Q}$  positiv, was das entsprechende Nand-Gatter 416 in die Lage versetzt, seinen Eingang  $S_C$  an Massepotential zu legen, so dass der negativ werdende Impuls am Eingang C den zugehörigen Flipflop 409 setzt. Wenn das Flipflop 409 zum erstenmal gesetzt ist, wird sein Ausgang Q positiv, was das zugehörige Nand-Gatter 415 in die Lage versetzt, seinen Eingang  $R_C$  an Massepotential zu legen, so dass ein folgender, negativ werdender Impuls am Eingang C die Flipflops 409 rücksetzt. Wenn sich also die Kippschaltung 417 im Ruhezustand befindet, kann der Zustand des Schieberegisters 408 auch dadurch geändert werden, dass Impulse dem Eingang C des Flipflops 409a zugeführt werden und dass entweder die Nand-Gatter 410 oder die Nand-Gatter 411 durchgeschaltet werden.

Zum Setzen verschiedener Zustände der Flipflops 409a bis 409m sind zwei Schalter 418 und 419 vorgesehen. Die durch den Zustand der Flipflops 409a bis 409m gebildete Binärziffer wird vergrößert, wenn der Schalter 418 eingeschaltet wird, wodurch Massepotential einem Eingang des Nand-Gatters 420 zugeführt wird, und nimmt ab, wenn der Schalter 419 eingeschaltet wird, wodurch Massepotential dem anderen Eingang des Nand-Gatters 420 zugeführt wird. Die Schalter 418 und 419 stehen unter Federdruck, so dass ihre Freigabe das Massepotential von den jeweiligen Eingängen des Nand-Gatters 420 trennt. Wenn keiner der Schalter 418 und 419 eingeschaltet ist, führt das Nand-Gatter 420 einem Nand-Gatter 421 eine Nullspannung zu. Ein zweiter Eingang des Nand-Gatters 421 ist über eine Klemme 500 mit einer Taktpulsquelle verbunden. Wenn der Ausgang des Nand-Gatters 420 bezogen auf Massepotential positiv ist, werden die Taktpulse durch das Nand-Gatter 421 an den Eingang C des Flipflops 409a weitergegeben. Deshalb wird, wenn einer der Schalter 418 oder 419 eingeschaltet ist, das Nand-Gatter gelöscht und das Nand-Gatter 421 durchgeschaltet, um Taktpulse dem Eingang C des Flipflops 409a zuzuführen.

Der Schalter 418 ist ausserdem in der Lage, eine Nullspannung dem Setzeingang  $S_D$  eines Flipflops 422 zuzuführen. Der Schalter 419 ist in der Lage, eine Nullspannung dem Rücksetzeingang  $R_D$  des Flipflops 422 zuzuführen. Der Eingang C des Flipflops 422 ist an eine positive Spannung angeschlossen, z. B. an +5 V. Der Ausgang Q des Flipflops 422 ist mit einem Eingang  $T_1$  der monostabilen Kippschaltung 417 und mit dem Setzeingang  $S_D$  des Flipflops 413 verbunden. Der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 422 ist mit einem anderen Eingang  $T_2$

der Kippschaltung 417 und mit dem Rücksetzeingang  $R_D$  des Flipflops 413 verbunden. Der Eingang C des Flipflops 413 ist an positive Spannung gelegt, z. B. an eine Spannung von +5 V.

Wenn die in Fig. 18 dargestellte Schaltung in Betrieb genommen wird, sind, bevor irgendeiner der Schalter 418 und 419 eingeschaltet ist, die Flipflops 413 und 422 im rückgesetzten Zustand. Ausserdem ist das Nand-Gatter 420 im durchgeschalteten Zustand, wodurch sich das Nand-Gatter 421 im Sperrzustand befindet, wonach keine Taktpulse dem Eingang C des Flipflops 409a zugeführt werden. Jeder der Flipflops 409a bis 409m ist im rückgesetzten Zustand. Der Ausgang Q des Flipflops 413 liegt an Nullspannung, sein Signal wird durch das Nand-Gatter 414 invertiert, so dass die Nand-Gatter 411a bis 411k im durchgeschalteten Zustand sind. Betrachtet man das Nand-Gatter 411a, so hat jedes der ihm zugeführten Eingangssignale positive Spannung, was eine Nullspannung an seinem Ausgang zur Folge hat, die dem Eingang C des nachfolgenden Flipflops 409b zugeführt ist. Da jedoch ein negativ werdender Impuls notwendig ist, um die Flipflops 409 auszulösen, bleiben die Flipflops 409a bis 409m in ihrem rückgesetzten Zustand. Da die Flipflops und der Zähler 403 ebenfalls zu Beginn im rückgesetzten Zustand sind, muss eine maximale Zahl von Impulsen an der Klemme 400 zugeführt werden, bevor ein Impuls am Ausgang  $\bar{Q}$  der Kippschaltung 404 erzeugt wird. Folglich erscheint ein Ausgangssignal  $\bar{Q}$  der Kippschaltung 404 bei minimaler Geschwindigkeit oder minimaler Frequenz. Wenn es erwünscht ist, die Häufigkeit der Pulse am Ausgang  $\bar{Q}$  der Kippschaltung 404 zu vergrössern, wird der Schalter 418 eingeschaltet, wodurch das Flipflop 422 gesetzt wird, das Nand-Gatter 420 in den Sperrzustand versetzt wird und das Nand-Gatter 421 in den Durchschaltzustand. Folglich wird am Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 422 ein negativ werdender Impuls erzeugt für den Rücksetzeingang des Flipflops 413, der zur Folge hat, dass das Flipflop 413 wieder rückgesetzt wird, wenn es vorher gesetzt war, oder rückgesetzt bleibt, wenn es vorher rückgesetzt war.

Der Ausgang Q des Flipflops 413 ist, wie vorstehend erwähnt wurde, dann, wenn das Flipflop 413 rückgesetzt ist, auf Nullspannung. Diese Spannung wird durch das Nand-Gatter 414 invertiert, um eine positive Spannung an einen Eingang jedes der Nand-Gatter 411a bis 411k zu legen. Zunächst sind die Ausgänge Q der Flipflops 409a bis 409m auf Nullspannung. Wenn die jeweiligen beiden Ausgänge der Flipflops 409a bis 409m so angesehen werden, dass sie eine Binärzahl bilden, ist diese Binärzahl zunächst null, wenn alle Flipflops 409a bis 409m rückgesetzt sind. Sind die Nand-Gatter 411a bis 411k im Durchschaltzustand, vergrößert die Impulszufuhr an dem Eingang C des Flipflops 409a diese Binärzahl. Je grösser die von dem Schieberegister 408 gebildete Binärzahl ist, um eine so geringere Zahl von Impulsen wird benötigt, um an der Kippschaltung 404 ein Ausgangssignal zu erzeugen. Wenn z. B. der Schalter 418 für eine Zeit eingeschaltet wird, die genügt, um nur das Flipflop 409a in den Rücksetzzustand zu versetzen, ist die von dem Schieberegister 408 gebildete Binärzahl gleich eins, und folglich wird an der Klemme 400 ein Impuls weniger benötigt, um am Ausgang der Kippschaltung 404 einen Ausgangsimpuls zu erzeugen. Wenn sich z. B. alle Flipflops 409a bis 409m beim Auftreten eines Ausgangsimpulses von der Kippschaltung 404 im Rück-

setzzustand befinden, werden die Flipflops 403a bis 403m in ihren Rücksetzzustand ausgelöst, und eine maximale Impulszahl wird an der Klemme 400 benötigt, bevor ein weiterer Ausgangsimpuls von der Kippschaltung 404 geliefert wird. Wenn während der Zeit, in der die maximale Zahl von Impulsen der Klemme 400 zugeführt wird, das Flipflop 409a durch Zufuhr eines Impulses und durch Erden seiner Klemme  $S_C$  rückgesetzt wird, versetzen der folgende Ausgangsimpuls von der Kippschaltung 404 und die positive Spannung am Ausgang Q des Flipflops 409 das Nand-Gatter 405a in den Durchschaltzustand, was zur Folge hat, dass das Flipflop 403a rückgesetzt wird. Folglich setzt der nächste der Klemme 400 zugeführte Impuls das Flipflop 403a zurück und setzt das Flipflop 403b, mit anderen Worten, an der Klemme 400 wird ein Impuls weniger benötigt, um ein Ausgangssignal aus der Kippschaltung 404 zu erzeugen. Die tatsächlich von den Ausgängen Q der Flipflops 409a bis 409m gebildete Binärzahl wird durch Einschalten des Schalters 419 vermindert. Wenn der Schalter 419 eingeschaltet ist, wird das Flipflop 422 rückgesetzt, was zur Folge hat, dass das Flipflop 413 gesetzt wird, wodurch die Nand-Gatter 410a bis 410k in den Durchschaltzustand kommen. Wenn die Nand-Gatter 410a bis 410k im Durchlasszustand sind und Taktpulse dem Eingang des Flipflops 409a zugeführt werden, wird die von den Ausgängen Q der Flipflops 409a bis 409m gebildete Binärzahl mit jedem folgenden Taktpulse reduziert. Wegen der positiven Spannung an den Eingängen C der Flipflops 422 und 413 bleiben diese Flipflops in dem von ihren Eingängen  $R_D$  und  $S_D$  bestimmten Zustand. Wann immer der Zustand des Flipflops 422 geändert wird, schaltet die Kippschaltung 417 jedes der Nand-Gatter 415 und 416 für eine relativ kurze Zeitperiode aus.

Um irgendwelche Zweideutigkeiten auszuschalten, werden die Zustände der Flipflops 403a bis 403n nicht geändert, bis an einem Ausgang der Kippschaltung 404 ein Impuls erscheint. Um die Möglichkeit irgendeiner Zweideutigkeit, die während der Zeit auftreten könnte, in der der Zustand der Flipflops 403a bis 403n festgelegt wird, zu vermindern, wird der Ausgang  $\bar{Q}$  der monostabilen Kippschaltung 404 verwendet, um die Taktpulse dem einen Eingang des Nand-Gatters 421 zuzuführen. Als Ergebnis einer solchen Verbindung wird ein und nur ein Impuls dem Eingang des Schieberegisters 408 zugeführt, während der Zähler 403 einen vollständigen Arbeitszyklus durchläuft. Beim Auftreten eines Ausgangssignals an der Kippschaltung 404 ändert sich der Ausgang  $\bar{Q}$  von einer positiven Spannung nach Nullspannung, was das Nand-Gatter 421 sperrt.

Der Ausgang  $\bar{Q}$  der Kippschaltung 404 liefert ein Phasenvorlaufsignal, welches aus mehreren Impulsen besteht, die verwendet werden, um den in Fig. 19 dargestellten Mehrphasengenerator zu treiben. Wie dort dargestellt ist, wird der Phasenvorlauf einer Eingangsklemme 425 zugeführt, damit aus ihm sechs Ausgangssignale erzeugt werden können, die zeitlich im gleichen Abstand voneinander vorgesehen sind. Die sechs Ausgangssignale des Mehrphasengenerators werden an Klemmen 426, 427, 428, 429, 430 und 431 erzeugt. Das Ausgangssignal an der Klemme 426 entspricht dem positiven Teil der in Fig. 6 dargestellten Spannung 84. Die Klemme 426 ist mit der Klemme 83a in dem in Fig. 5 dargestellten Kreis verbunden, die der Klemme 280 in dem in Fig. 13 dargestellten Kreis entspricht. In gleicher

Weise entspricht das Signal an der Klemme 429 dem negativen Teil der in Fig. 6 dargestellten Spannung 84. Die Klemme 429 ist mit der Klemme 83d in dem in Fig. 5 dargestellten Kreis verbunden, die ebenfalls der Klemme 280 in dem in Fig. 13 dargestellten Kreis entspricht. Die Klemmen 428 und 431 sind mit den Klemmen 83b und 83e und die Klemmen 430 und 427 mit den Klemmen 83c und 83f in dem in Fig. 5 dargestellten Kreis verbunden. Die an den Klemmen 428 und 431 anliegenden Spannungen entsprechen dem positiven und dem negativen Teil der in Fig. 6 dargestellten Spannung 85. Die an den Klemmen 430 und 427 anliegende Spannung entspricht dem positiven und dem negativen Teil der in Fig. 6 dargestellten Spannung 86.

Mit der Zufuhr von jeweils sechs Impulsen an die Klemme 425 wird an jeder der Klemmen 426 bis 431 ein Ausgangssignal erzeugt. Ein aus Flipflops 432, 433 und 434 gebildeter Zähler ist mit Hilfe zweier Nand-Gatter 435 und 436 bei Zufuhr von jeweils sechs Impulsen rückgesetzt. Die Klemme 425 ist mit dem Eingang C des Flipflops 432 und mit dem Eingang C des Flipflops 434 verbunden. Die Flipflops 432 bis 434 sind so ausgebildet, dass sie ihren Zustand bei Zufuhr eines negativen freien Impulses an einen ihrer Eingänge C in Übereinstimmung mit den Spannungen an den Eingängen  $R_C$  und  $S_C$  ändern. Wenn z. B. der Eingang  $R_C$  mit Masse verbunden ist, verursacht ein negativer freier Impuls, der dem Eingang C zugeführt wird, das Rücksetzen des jeweiligen Flipflops. Wenn andererseits der Eingang  $S_C$  mit Masse verbunden ist, ändert ein negativer freier Impuls, der dem Eingang C des Flipflops zugeführt wird, dieses in den Setzzustand. Wenn die Flipflops 432 bis 434 rückgesetzt sind, befindet sich ihr Ausgang Q auf Nullspannung und ihr Ausgang  $\bar{Q}$  auf einer positiven Spannung.

Der Ausgang Q des Flipflops 432 ist mit seinem Eingang  $S_C$  verbunden, der Ausgang  $\bar{Q}$  mit seinem Eingang  $R_C$ , so dass bei jedem negativ werdenden Impuls, der seinem Eingang zugeführt wird, das Flipflop 432 seinen Zustand ändert. Folglich ändert jeder Phasenvorlaufimpuls, der der Eingangsklemme 425 zugeführt wird, den Zustand des Flipflops 432.

Der Ausgang Q des Flipflops 432 ist mit dem Eingang C des Flipflops 433 verbunden. Der Ausgang Q des Flipflops 433 ist mit seinem Eingang  $S_C$  verbunden. Der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 434 ist mit dem Eingang  $R_C$  des Flipflops 433 verbunden. Da der Ausgang Q des Flipflops 433 sich zunächst auf Nullspannung befindet, verursacht die Zufuhr eines negativ werdenden Impulses von dem Flipflop 432 nach dem Eingang C, dass das Flipflop 433 gesetzt wird. Das erfolgt beim Auftreten des zweiten Impulses aus einer Reihe von sechs Impulsen, die der Eingangsklemme 425 zugeführt werden.

Die Ausgänge Q der Flipflops 432 und 433 und der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 434 sind mit Eingängen des Nand-Gatters 435 verbunden. Der Ausgang des Nand-Gatters 435 ist mit dem Eingang  $S_C$  des Flipflops 434 verbunden. Die Ausgänge Q der Flipflops 432, 433 und 434 sind mit Eingängen des Nand-Gatters 436 verbunden. Der Ausgang des Nand-Gatters 436 ist mit dem Eingang  $R_C$  des Flipflops 434 verbunden. Da eine positive Spannung an allen Eingängen jedes der Nand-Gatter 435 und 436 notwendig ist, damit diese eine Nullspannung an ihrem Ausgang erzeugen können, wird das Flipflop 434 so lange nicht von dem Nand-Gatter 435 gesetzt, bis die Bedingung besteht, dass die Ausgänge Q

der Flipflops 432 und 433, von denen letzterer gleich dem Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 434 ist, positiv sind. Diese Bedingung wird hergestellt, wenn der dritte Impuls aus einer Serie von sechs Impulsen der Eingangsklemme 425 zugeführt wird. Da jedoch diese Bedingung nicht existiert, bis der dritte Impuls zugeführt wurde, wird das Flipflop 434 nicht gesetzt, bis der vierte Impuls aus der Reihe von sechs Impulsen der Eingangsklemme 425 zugeführt wird. Bevor der vierte Impuls zugeführt wird, ist jedoch der Eingang  $R_C$  des Flipflops 433 auf positiver Spannung. Die Zufuhr des vierten Impulses an die Eingangsklemme 425, die das Rücksetzen des Flipflops 432 zur Folge hat, ändert nicht den Zustand des Flipflops 433. Infolge der Zufuhr des vierten Impulses an die Eingangsklemme 425 ist jedoch der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 434 auf Massepotential. Nach Zufuhr des sechsten Impulses an die Eingangsklemme 425, was wiederum das Flipflop 432 rücksetzt, wird das Flipflop 433 rückgesetzt. Nach Zufuhr des fünften Impulses aus der Serie von sechs Impulsen, die der Eingangsklemme 425 zugeführt werden, wird jedes der Flipflops 432, 433 und 434 gesetzt, was das Nand-Gatter 436 in den Durchschaltzustand versetzt und dem Eingang  $R_C$  des Flipflops 434 eine Nullspannung zuführt. Bei nachfolgender Zufuhr des sechsten Impulses an die Eingangsklemme 425 wird das Flipflop 434 rückgesetzt.

Bei Betrachtung einer kompletten Arbeitsfolge der Flipflops 432, 433 und 434 ist festzustellen, dass jedes der Flipflops zunächst rückgesetzt ist. Beim Auftreten eines ersten Impulses an die Eingangsklemme 425 wird das Flipflop 432 gesetzt, während die Flipflops 433 und 434 rückgesetzt bleiben. Beim Auftreten eines zweiten Impulses an der Eingangsklemme 425 wird das Flipflop 432 rückgesetzt, das Flipflop 433 wird gesetzt, und das Flipflop 434 bleibt rückgesetzt. Beim Auftreten eines dritten Impulses an der Eingangsklemme 425 wird das Flipflop 432 gesetzt, die Flipflops 433 und 434 bleiben gesetzt und rückgesetzt, entsprechend ihrem vorherigen Zustand. Beim Auftreten eines vierten Impulses an der Eingangsklemme 425 wird das Flipflop 432 rückgesetzt, das Flipflop 433 bleibt gesetzt, und das Flipflop 434 wird gesetzt. Beim Auftreten eines fünften Impulses an der Eingangsklemme 425 wird das Flipflop 432 gesetzt, und die Flipflops 433 und 434 bleiben gesetzt. Beim Auftreten eines sechsten Impulses an der Eingangsklemme 425 wird jedes der Flipflops 432, 433 und 434 rückgesetzt, wonach ein vollständiger Arbeitszyklus vollendet ist. Jedes der Flipflops 432, 433 und 434 kann jederzeit durch Zufuhr einer Rücksetzphase an eine Klemme 437, die mit den Rücksetzeingängen jedes Flipflops verbunden ist, rückgesetzt werden.

In jedem vollständigen Arbeitszyklus der Flipflops 432, 433 und 434 existieren sechs verschiedene Ausgangsbedingungen, die zur Erzeugung je eines Ausgangssignals an den Klemmen 426 bis 431 verwendet werden. Der logische Schaltkreis zur Erfassung der sechs verschiedenen Bedingungen an den Ausgängen der Flipflops 432, 433 und 434 enthält Nand-Gatter 438, 439, 440, 441, 442 und 443, deren Eingänge mit den zugehörigen Ausgängen der Flipflops 432, 433 und 434 verbunden sind. Ein Eingang jedes Nand-Gatters 438 bis 443 ist mit der Eingangsklemme 425 verbunden. Die verbleibenden drei Eingänge eines jeden Nand-Gatters 438 bis 443 sind mit bestimmten Ausgängen der Flipflops 432 bis 434 so verbunden, dass jede Eingangs-

kombination für die Nand-Gatter 438 bis 443 eine andere ist.

Der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 432 ist über ein Nand-Gatter 445 mit zwei Kontakten 446 und 447 eines Schalters 448 verbunden. Der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 432 ist ausserdem direkt mit zwei anderen Kontakten 449 und 450 des Schalters 448 verbunden. Der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 433 ist über ein Nand-Gatter 451 mit zwei Kontakten 452 und 453 des Schalters 448 verbunden. Der Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 433 ist ausserdem direkt mit zwei weiteren Kontakten 454 und 455 des Schalters 448 verbunden. Der Ausgang  $Q$  des Flipflops 434 ist über ein Nand-Gatter 456 mit zwei Kontakten 457 und 458 des Schalters 448 verbunden. Der Ausgang  $Q$  des Flipflops 434 ist ausserdem direkt mit zwei weiteren Kontakten 459 und 460 des Schalters 448 verbunden. Die Nand-Gatter 445, 451 und 456 liefern eine Inversion der ihren Eingängen zugeführten Spannung. Falls es gewünscht wird, können die Nand-Gatter 445, 451 und 456 weggelassen, und die zugehörigen Kontakte des Schalters 448, die mit den Ausgängen dieser Nand-Gatter verbunden sind, können direkt mit den Ausgängen  $Q$  der Flipflops 432 und 433 und mit dem Ausgang  $\bar{Q}$  des Flipflops 434 verbunden werden. Am Schalter 448 ist ein beweglicher Schaltarm 461 vorgesehen, um einen der Kontakte 446 oder 450 mit einem Eingang des Nand-Gatters 438, einem Eingang des Nand-Gatters 440 und einem Eingang des Nand-Gatters 442 zu verbinden. Ein weiterer beweglicher Schaltarm 462 ist am Schalter 448 vorgesehen, um einen der Kontakte 447 oder 449 mit einem Eingang des Nand-Gatters 439, einem Eingang des Nand-Gatters 441 und einem Eingang des Nand-Gatters 443 zu verbinden. Ein weiterer beweglicher Schaltarm 463 ist am Schalter 448 vorgesehen, um einen der Kontakte 452 oder 454 mit einem Eingang des Nand-Gatters 438 und einem Eingang des Nand-Gatters 439 zu verbinden. Ein weiterer beweglicher Schaltarm 464 ist am Schalter 448 vorgesehen, um einen der Kontakte 453 oder 455 mit einem Eingang des Nand-Gatters 442 und einem Eingang des Nand-Gatters 443 zu verbinden. Ein Ausgang des Nand-Gatters 451 ist direkt mit einem Eingang des Nand-Gatters 440 und einem Eingang des Nand-Gatters 441 verbunden. Ein weiterer beweglicher Schaltarm 465 ist am Schalter 448 vorgesehen, um einen der Kontakte 457 oder 459 mit einem Eingang des Nand-Gatters 438 und einem Eingang des Nand-Gatters 439 zu verbinden. Ein weiterer beweglicher Schaltarm 466 ist am Schalter 448 vorgesehen, um einen der Kontakte 458 oder 460 mit einem der Eingänge des Nand-Gatters 442 und einem der Eingänge des Nand-Gatters 443 zu verbinden. Ein Ausgang des Nand-Gatters 456 ist direkt mit einem der Eingänge des Nand-Gatters 440 und einem der Eingänge des Nand-Gatters 441 verbunden. Die beweglichen Schaltarme 461 bis 466 werden gemeinsam betätigt. In der Lage der beweglichen Schaltarme 461 bis 466, die in Fig. 19 dargestellt ist, erfolgt eine Vorwärtsdrehung des in Fig. 3 dargestellten Motors 48, in der anderen Lage der beweglichen Schaltarme 461 bis 466 erfolgt eine Drehung des Motors 48 in umgekehrter Richtung.

Da die Eingänge für die Nand-Gatter 438 bis 443 aus unterschiedlichen Kombinationen von sechs zur Verfügung stehenden Kombinationsmöglichkeiten, die durch die Ausgangssignale der Flipflops 432, 433 und 434 ge-



geben sind, gebildet sind, werden die Ausgangssignale von den Nand-Gattern 438 bis 443 in vorbestimmter Folge erzeugt. Beim Auftreten eines Impulses an der Eingangsklemme 425 ist jedes der Nand-Gatter 438 bis 443 gesperrt. Das heisst, dass das Ausgangssignal der Kippschaltung 404 in Fig. 18 an seinem Ausgang  $\bar{Q}$  auf positiver Spannung ist, bis ihm ein Impuls von dem Flip-flop 403n zugeführt wird. In diesem Zeitpunkt wird der Ausgang  $\bar{Q}$  augenblicklich auf Nullspannung reduziert und kehrt wiederum auf eine positive Spannung zurück. Während des Auftretens dieses negativ werdenden Impulses ist jedes der Nand-Gatter 438 bis 443 gesperrt. Beim Wiederauftreten der positiven Spannung an dem Ausgang  $\bar{Q}$  der Kippschaltung 404 kommt jedoch eines der Nand-Gatter 438 bis 443 in den Durchschaltzustand, so dass es ein Ausgangssignal erzeugt, während die verbleibenden Nand-Gatter gesperrt bleiben.

Wenn jedes der Flipflops 432 bis 434 zurückgesetzt ist, schaltet das Nand-Gatter 438 durch, die Nand-Gatter 439 bis 443 werden gesperrt. Nach Beendigung des ersten aus der Serie von sechs Impulsen, die der Eingangsklemme 425 zugeführt sind, schaltet das Nand-Gatter 439 durch, und die Nand-Gatter 438 und 440 werden gesperrt. Nach Beendigung des folgenden Impulses schaltet das Nand-Gatter 440 durch, und die Nand-Gatter 438, 439, 441, 442 und 443 werden gesperrt. Nach Beendigung der nachfolgenden Impulse schalten die Nand-Gatter 441, 442 und 443 in dieser Reihenfolge durch. Die Ausgangsklemmen 426 bis 431 sind mit zugehörigen Ausgängen von Nand-Gattern 470, 471, 472, 473, 474 und 475 verbunden. Die Ausgänge jedes der Nand-Gatter 438 bis 443 sind mit einem von zwei Eingängen der Nand-Gatter 470 bis 475 verbunden. Da nur eines der Nand-Gatter 438 bis 443 zu einer bestimmten Zeit durchgeschaltet ist, schalten zwei Nand-Gatter 470 bis 475 während derselben Zeit durch. Das heisst, dass z. B. dann, wenn das Nand-Gatter 438 durchschaltet, die Nand-Gatter 470 und 475 durchschalten, um ein Ausgangssignal an den Klemmen 426 und 431 zu erzeugen; wenn das Nand-Gatter 439 durchschaltet, die Nand-Gatter 470 und 471 durchschalten, um ein Ausgangssignal an den Klemmen 426 und 427 zu erzeugen usw.

Aus der vorstehenden Beschreibung geht hervor, dass die Erfindung die kontinuierliche Steuerung mehrerer Antriebsmotoren für verschiedene Teile mit Hilfe von Frequenzänderungskanälen ermöglicht, die mit jedem Motor verbunden sind, um dessen Drehzahl zu bestimmen.

#### PATENTANSPRUCH

Elektronisch gesteuerte Antriebsanordnung an einer aus mehreren angetriebenen Teilen bestehenden Fertigungsmaschine, zur Drehzahlsteuerung der einzelnen dieser Teile und zur Einstellung eines bestimmten Drehzahlverhältnisses zwischen einzelnen dieser Teile der Maschine, dadurch gekennzeichnet, dass als Antrieb mehrere Motoren (48) vorgesehen sind, von denen jeder mit einem anderen Teil der Fertigungsmaschine verbunden ist und jeder aus einem mit einer Gleichstromquelle (33, 39) verbundenen Wechselrichter (42, 43) gespeist ist, der ein Steuersignal aus einem von mehreren Frequenzwandlerstufen (51, 58, 63) erhält, welche mit dem Ausgang eines Hauptoszillators (55) veränderbarer Frequenz verbunden sind (Fig. 2 und 3).

#### UNTERANSPRÜCHE

1. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass die Motoren Synchronmotoren (48) sind.

2. Anordnung nach Unteranspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Synchronmotoren (48) Mehrphasenmotoren sind.

3. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass die Gleichstromquelle (33, 39) einen aus Wechselstromleitungen (34, 35, 36) gespeisten Gleichrichter (33) aufweist (Fig. 2).

4. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass jeder Wechselrichter einen Wechselrichterschaltkreis (42) und eine Wechselrichterbrücke (43) enthält, dass der Wechselrichterschaltkreis an die Gleichspannungsquelle (33, 39) angeschlossen ist und Steuersignale von der zugehörigen Frequenzwandlerstufe (47) erhält und dass die Wechselrichterbrücke (43) an den Ausgang des Wechselrichterschaltkreises (42) angeschlossen ist und Steuersignale von der zugehörigen Frequenzwandlerstufe (47) erhält (Fig. 2).

5. Anordnung nach Unteranspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Wechselrichterschaltkreise (42) ein Mehrphasenausgangssignal erzeugen.

6. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass mit dem Ausgang (40, 41) und mit dem Eingang (34, 35, 36) der Gleichstromquelle (33, 39) eine Energie-Wiedergewinnungsschaltung (52) verbunden ist, welche die beim Arbeiten eines Motors als Generator erzeugte Energie der Einrichtung wieder zuführt (Fig. 2).

7. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass jede Frequenzwandlerstufe (51, 58, 63) einen deren Ausgangsspannung liefernden Generator (63) sowie einen mit dem Eingang dieses Generators (63) verbundenen Untersetzter (58) enthält, der einerseits mit Mitteln (59, 60, 61) zur Steuerung seiner Untersezung, andererseits mit dem Hauptoszillator (55) verbunden ist (Fig. 3).

8. Anordnung nach Unteranspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass der Generator (63) mehrphasige Ausgangssignale erzeugt.

9. Anordnung nach Unteranspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Mittel zur Steuerung der Untersezung des Untersetzers (58) ein voreinstellbares Register (60) enthalten, das mit dem Untersetzter (58) über eine Torschaltung (59) verbunden ist (Fig. 3).

10. Anordnung nach Unteranspruch 9, gekennzeichnet durch je eine Registerstellschaltung (61) für jedes Register (60) (Fig. 3).

11. Anordnung nach Unteranspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass für den Hochlauf jedes Antriebs auf seine Betriebsdrehzahl eine Hochlaufdrehzahl-Steuerungsschaltung (57) zwischen den Untersetzter (58) und den Hauptoszillator (55) geschaltet ist (Fig. 3).

12. Anordnung nach Unteranspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass mit jedem voreinstellbaren Register (60) eine Anzeigetafel (62) verbunden ist, an der die Einstellung des zugeordneten Registers (60) ablesbar ist (Fig. 3).

13. Anordnung nach Unteransprüchen 3 und 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Energie-Wiedergewinnungsschaltung (52) mit dem Gleichstrom-Ausgangskreis (39) des Gleichrichters (33) und mit der Wechselstromleitung (34, 35, 36) verbunden ist (Fig. 2).

14. Anordnung nach Unteranspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Wechselstromleitungen eine

mehrphasige Wechselstromleitung (34, 35, 36) bilden und die Energie-Wiedergewinnungsschaltung (52) mehrphasigen Wechselstrom liefert (Fig. 2).

15. Anordnung nach Unteranspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass mit dem Gleichstrom-Ausgangskreis (39) des Gleichrichters (33) ein Regler (53) verbunden ist, dessen Ausgang über eine Phasensteuerung (54) für die Energie-Wiedergewinnung mit der Energie-Wiedergewinnungsschaltung (57) verbunden ist (Fig. 2).

16. Anordnung nach Unteranspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der mit den Wechselstromleitungen (34, 35, 36) verbundene Gleichrichter (33) zwei Ausgangsleitungen (37, 38) enthält, wobei eine Wechselstromleitung (z. B. 34) und eine Ausgangsleitung (z. B. 37) über einen ersten gesteuerten Siliziumgleichrichter (65a), diese Wechselstromleitung (34) und die andere Ausgangsleitung (38) über einen zweiten gesteuerten Siliziumgleichrichter (65d) miteinander verbunden sind, und beide gesteuerten Siliziumgleichrichter (65a, 65d) von je einer Gittersteuerung (68a, 68d) gesteuert sind (Fig. 2 und 4).

17. Anordnung nach Unteranspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass mit jeder Gittersteuerung (68a, 68d) eine Phasensteuerung (71a, 71d) verbunden ist (Fig. 4).

18. Anordnung nach Unteranspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen eine zweite Wechselstromleitung (35) und die eine Ausgangsleitung (37) ein dritter gesteuerter Siliziumgleichrichter (65b), zwischen eine zweite Wechselstromleitung (35) und die andere Ausgangsleitung (38) ein vierter gesteuerter Siliziumgleichrichter (65e) geschaltet ist (Fig. 4).

19. Anordnung nach Unteranspruch 18, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen eine dritte Wechselstromleitung (36) und die eine Ausgangsleitung (37) ein fünfter gesteuerter Siliziumgleichrichter (65c), zwischen eine dritte Wechselstromleitung (36) und die andere Ausgangsleitung (38) ein sechster gesteuerter Siliziumgleichrichter (65f) geschaltet ist (Fig. 4).

20. Anordnung nach Unteranspruch 19, dadurch gekennzeichnet, dass mit dem dritten, vierten, fünften und sechsten gesteuerten Siliziumgleichrichter (65b, 65c, 65e, 65f) je eine Gittersteuerung (68b, 68c, 68e, 68f) verbunden ist (Fig. 4).

21. Anordnung nach Unteranspruch 20, dadurch gekennzeichnet, dass mit jeder Gittersteuerung (68b, 68c, 68e, 68f) eine Phasensteuerung (71b, 71c, 71e, 71f) verbunden ist (Fig. 4).

22. Anordnung nach Unteranspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass jede Wechselrichterschaltbrücke (43) zwei Eingangsleitungen (41, 75), von denen eine Eingangsleitung (41) mit einer Gleichstromquelle und die andere Eingangsleitung (75) mit einem Wechselrichterschaltkreis (42) verbunden ist, und drei Ausgangsleitungen (44, 45, 46) aufweist, zwischen denen mehrphasige Wechselspannungen liegen, dass zwischen der einen Eingangsleitung (41) und jeder der drei Ausgangsleitungen (44, 45, 46) je ein Gleichrichter (87d bis 87f) und zwischen dem Eingang des Wechselrichterschaltkreises (42) und jeder der drei Ausgangsleitungen (44, 45, 46) je ein Gleichrichter (87a, 87b, 87c) vorgesehen ist, und dass zwischen der einen Eingangsleitung (41) und einer ersten Ausgangsleitung (44) ein erster gesteuerter Siliziumgleichrichter (77d), zwischen der einen Eingangsleitung (41) und einer zweiten Ausgangsleitung (45) ein zweiter gesteuerter Siliziumgleichrichter (77e), zwischen der einen Eingangsleitung (41) und einer dritten Ausgangsleitung (46) ein dritter gesteuerter Siliziumgleichrichter

(77f), zwischen der anderen Eingangsleitung (75) und der ersten Ausgangsleitung (44) ein vierter gesteuerter Siliziumgleichrichter (77a), zwischen der anderen Eingangsleitung (75) und der zweiten Ausgangsleitung (45) ein fünfter gesteuerter Siliziumgleichrichter (77b) und zwischen der anderen Eingangsleitung (75) und der dritten Ausgangsleitung (46) ein sechster gesteuerter Siliziumgleichrichter (77c) vorgesehen ist, die alle mit je einer Gittersteuerung (80a bis 80f) versehen sind (Fig. 2 und 5).

23. Anordnung nach Unteranspruch 22, dadurch gekennzeichnet, dass die Gittersteuerungen (80a bis 80f) mit dem Hauptoszillator (55) verbunden sind.

24. Anordnung nach Unteranspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Energie-Wiedergewinnungsschaltung (52) zwei Eingangsleitungen (40, 41) und drei Ausgangsleitungen (34, 35, 36) enthält und dass zwischen der einen Eingangsleitung (40) und der ersten Ausgangsleitung (34) ein erster gesteuerter Siliziumgleichrichter (89a), zwischen der einen Eingangsleitung (40) und der zweiten Ausgangsleitung (35) ein zweiter gesteuerter Siliziumgleichrichter (89b), zwischen der einen Eingangsleitung (40) und der dritten Ausgangsleitung (36) ein dritter gesteuerter Siliziumgleichrichter (89c), zwischen der anderen Eingangsleitung (41) und der ersten Ausgangsleitung (34) ein vierter gesteuerter Siliziumgleichrichter (89d), zwischen der anderen Eingangsleitung (41) und der zweiten Ausgangsleitung (35) ein fünfter gesteuerter Siliziumgleichrichter (89e) und zwischen der anderen Eingangsleitung (41) und der dritten Ausgangsleitung (36) ein sechster gesteuerter Siliziumgleichrichter (89f) vorgesehen ist, die alle mit je einer Gittersteuerung (92a bis 92f) für die Umwandlung des Gleichstroms in Wechselstrom versehen sind (Fig. 7).

25. Anordnung nach Unteranspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass mit jeder Gittersteuerung (92a bis 92f) eine Phasensteuerung (97a bis 97f) verbunden ist (Fig. 7).

26. Anordnung nach Unteranspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass jeder Wechselrichterschaltkreis (42) eine erste Eingangsleitung (40) und eine erste Ausgangsleitung (75) aufweist, zwischen die ein Gleichrichter (100) in Reihe mit einem gesteuerten Gleichrichter (101), mit dem eine Gittersteuerung (113) verbunden ist, geschaltet ist, und dass diese Reihenschaltung durch einen entgegengesetzt zu dem Gleichrichter (100) und dem gesteuerten Gleichrichter (101) gepolten weiteren Gleichrichter (112) überbrückt ist (Fig. 8).

27. Anordnung nach Unteranspruch 26, dadurch gekennzeichnet, dass eine Hilfsstromquelle (107) zwischen die erste Eingangsleitung (40) und die erste Ausgangsleitung (75) des Wechselrichterschaltkreises (42) geschaltet ist (Fig. 8).

28. Anordnung nach Unteranspruch 27, gekennzeichnet durch mehrere zwischen der Eingangs- (40) und der Ausgangsleitung (75) in einer Brücke angeordnete gesteuerte Gleichrichter (102 bis 105) und durch mit diesen gesteuerten Gleichrichtern (102 bis 105) verbundene Gittersteuerungen (114 bis 117) (Fig. 8).

29. Anordnung nach Unteranspruch 21, dadurch gekennzeichnet, dass die Phasensteuerung eine elektronische Einrichtung (295) mit einer veränderbaren Vorspannungseinrichtung und zur Steuerung der Phase des Ausgangssignals eine Steuerschaltung (287, 289), die mit der veränderbaren Vorspannungseinrichtung und der elektronischen Vorrichtung (295) verbunden ist, enthält (Fig. 13).

30. Anordnung nach Unteranspruch 29, dadurch gekennzeichnet, dass die Vorspannungseinrichtung ein Potentiometer (290, 294, 296) enthält (Fig. 13).

31. Anordnung nach Unteranspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Gittersteuerung (68) zwei Ausgangsklemmen (213, 214), zwischen die eine elektronische Torschaltung (215) geschaltet ist, deren Steuerelektrode an eine Schaltung (233, 234) zur Erzeugung einer Vorspannung (233, 234) angeschlossen ist, zwei Eingangsklemmen (210, 211), denen ein Wechselstrom-Eingangssignal zugeführt ist und mit denen eine Einrichtung (225 bis 227) zum Umwandeln des Eingangssignals in mehrere Impulse derselben Polarität verbunden ist, einen dieser Einrichtung (225 bis 227) zum Umwandeln des Eingangssignals nachgeschalteten Kondensator (228), dem die Impulse zugeführt sind, und eine zwischen der Schaltung (233, 234) zur Erzeugung der Vorspannung und dem Kondensator (228) angeordnete Kippschaltung (232) enthält, in der ein Kreis mit einer elektronischen Abtasteinrichtung (230) vorgesehen ist, die das Signal am Kondensator (228) der Kippschaltung (232) zuführt (Fig. 12).

32. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass die Frequenzwandlerstufen Untersetzer (58) enthalten, die die Eingangsfrequenz um einen ganzen Faktor untersetzen (Fig. 3).

33. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass die Frequenzwandlerstufen Pulschopper (310 bis 314) enthalten, die aus einem Ausgangssignal Impulse aussieben (Fig. 14).

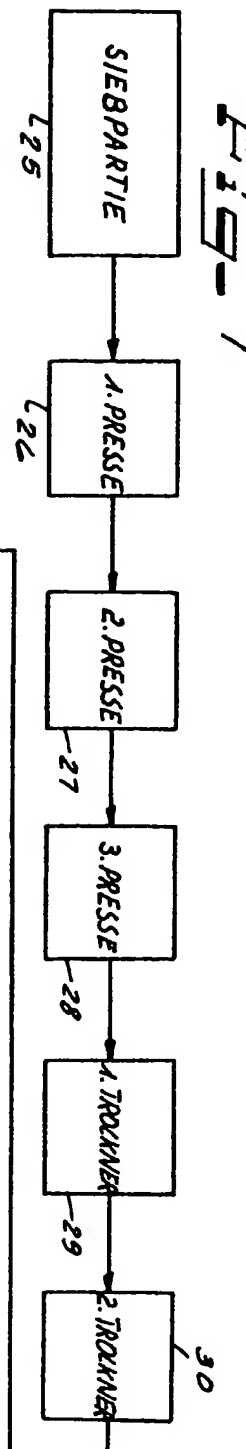
34. Anordnung nach Unteranspruch 33, dadurch gekennzeichnet, dass der Pulschopper einen Oszillator (310) konstanter Frequenz, einen mit dem Ausgang dieses Oszillators (310) verbundenen Zähler (311), ein mit dem Ausgang des Oszillators (310) verbundenes Und-Gatter (314), mit dem Zähler (311) verbundene, voreinstellbare Torschaltungen (312) und eine mit dem Zähler (311), diesen Torschaltungen und mit dem Und-Gatter (314) verbundene Binärstufe (313) enthält (Fig. 14).

35. Anordnung nach Unteranspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die Hochlaufdrehzahl-Steuerschaltung (57) ein mit dem Hauptoszillator (55) verbundenes Und-Gatter (320), das mit dem Ausgang eines Flipflops (321) verbunden ist, und einen mit dem Flipflop verbundenen Multivibrator (322) enthält (Fig. 15).

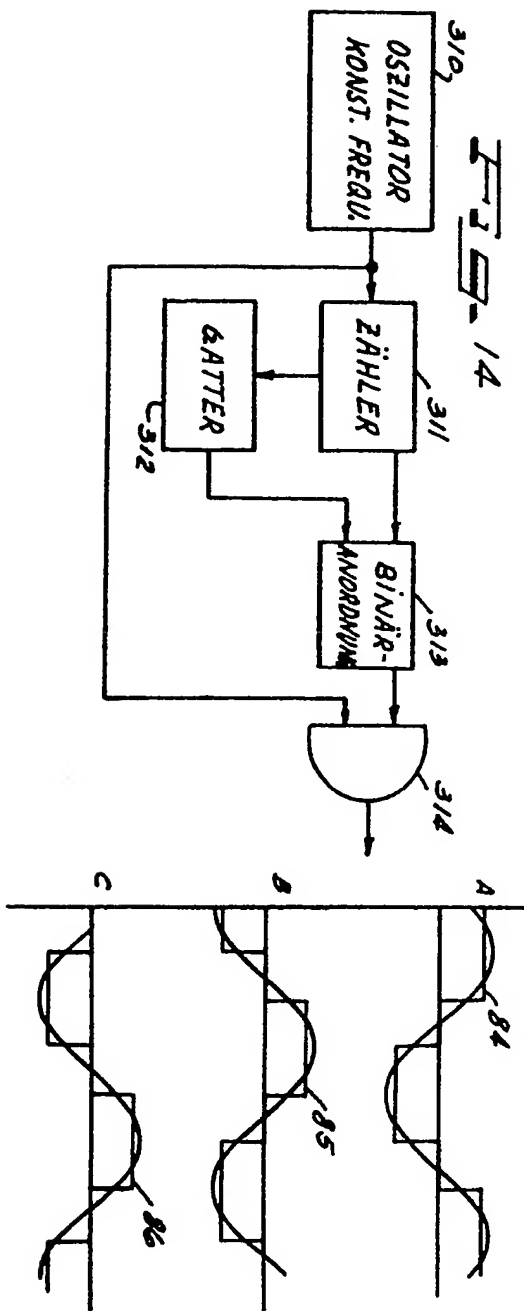
36. Anordnung nach Patentanspruch, dadurch gekennzeichnet, dass jede der Frequenzwandlerstufen einen Untersetzer (58), der aus mehreren in Reihe geschalteten Flipflops (403a bis 403n) gebildet ist, und ein mit dem Untersetzer verbundenes Schieberegister (60) enthält.

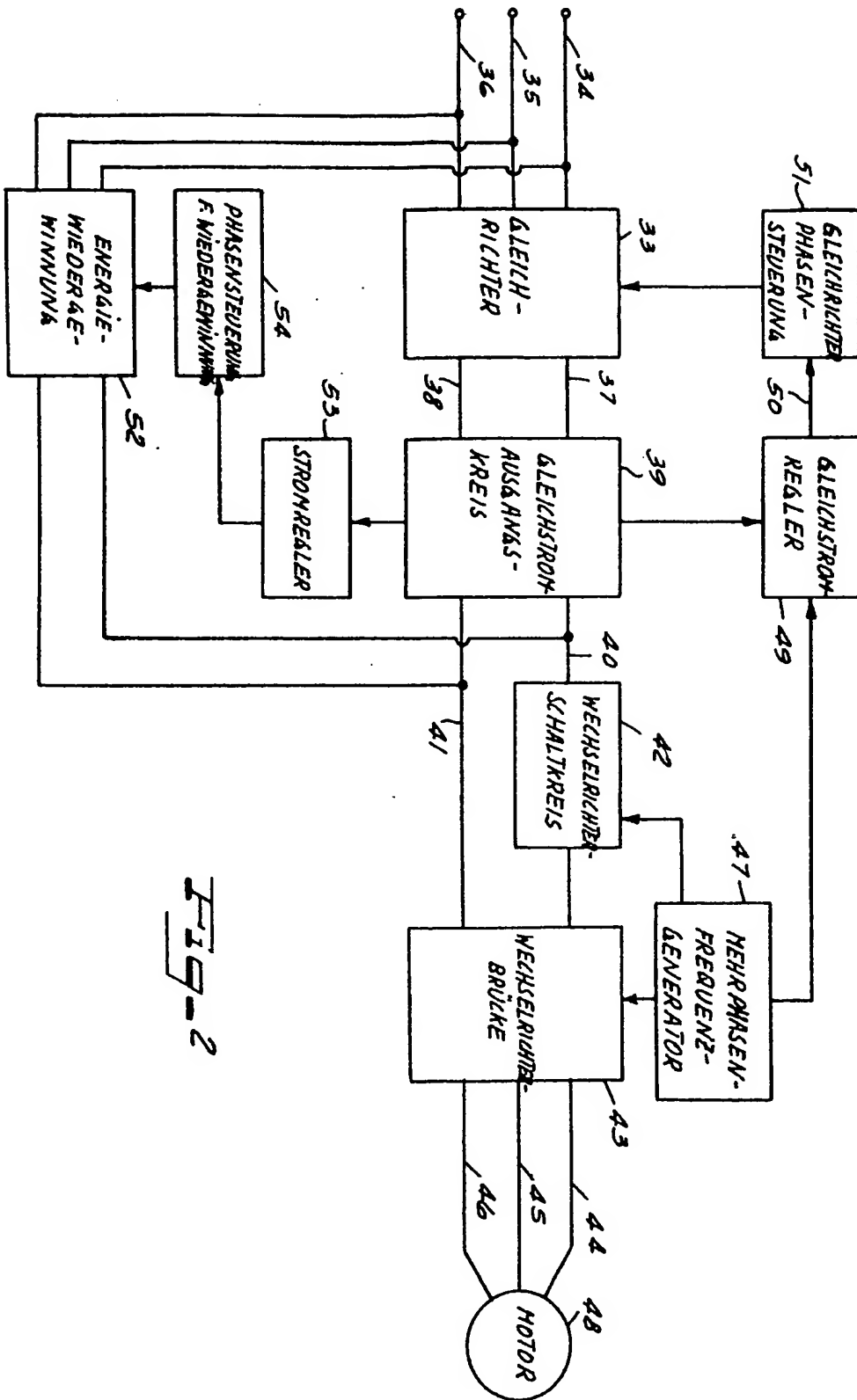
Beloit Corporation

Vertreter: Hartmut Keller, Bern

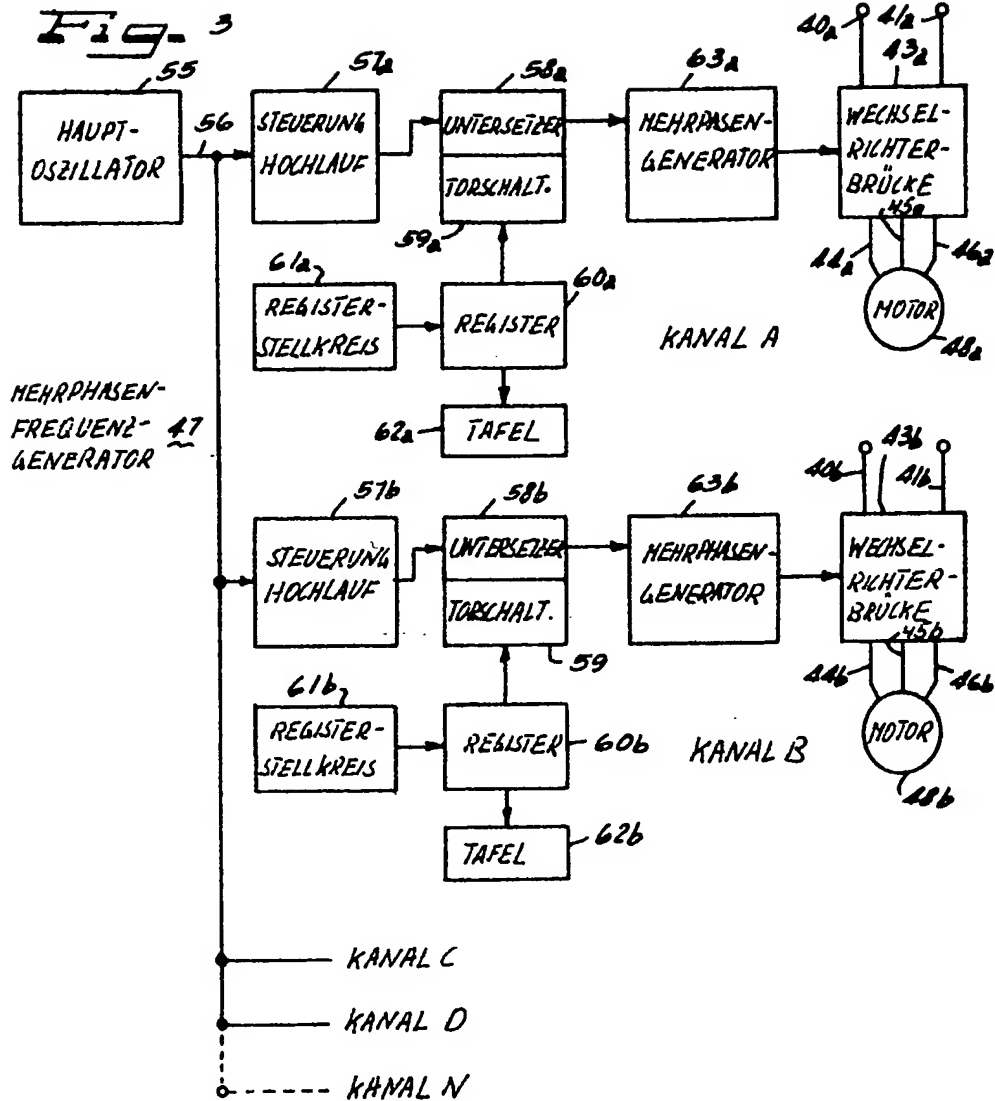


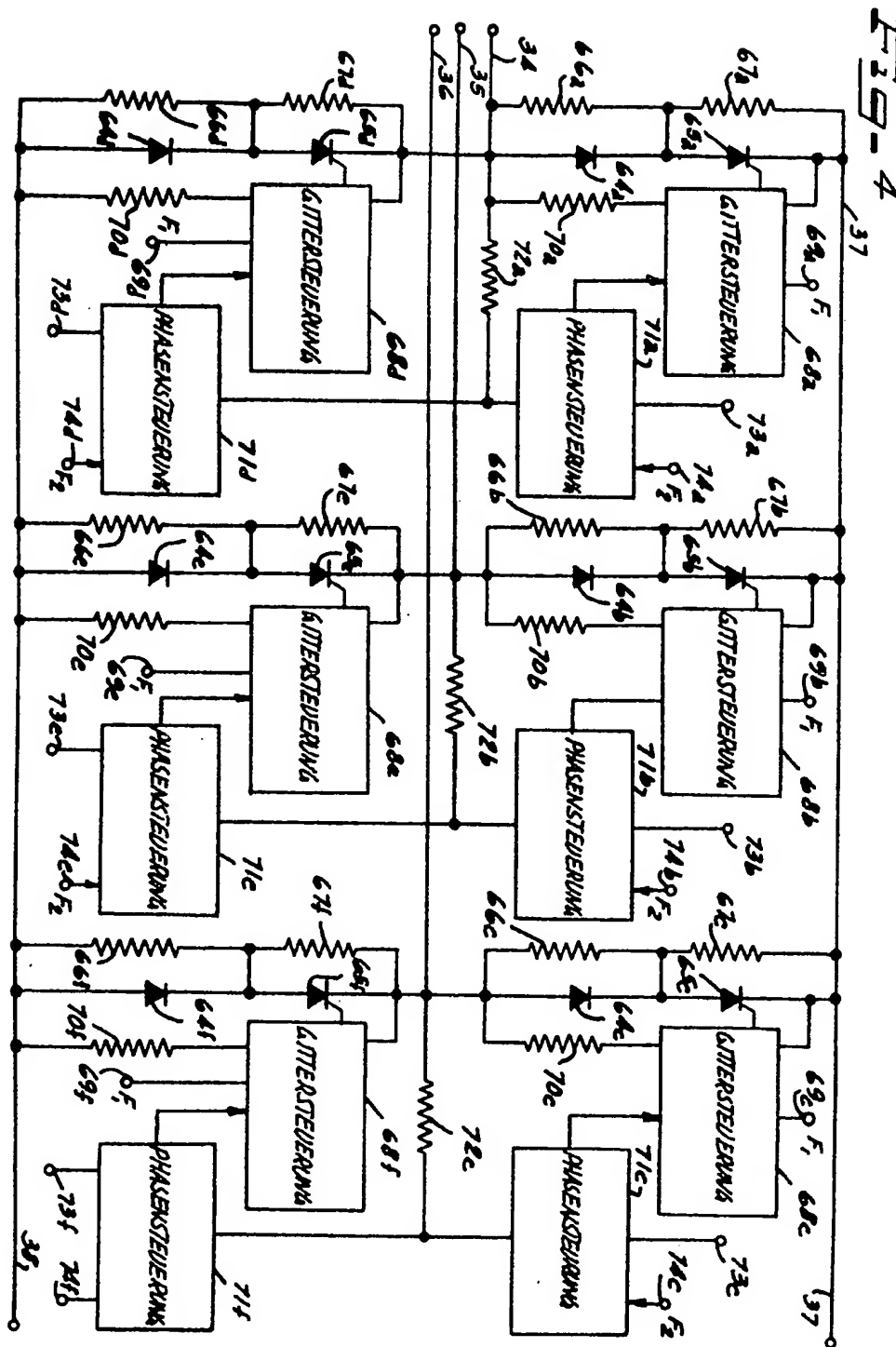
**Fig. 6**

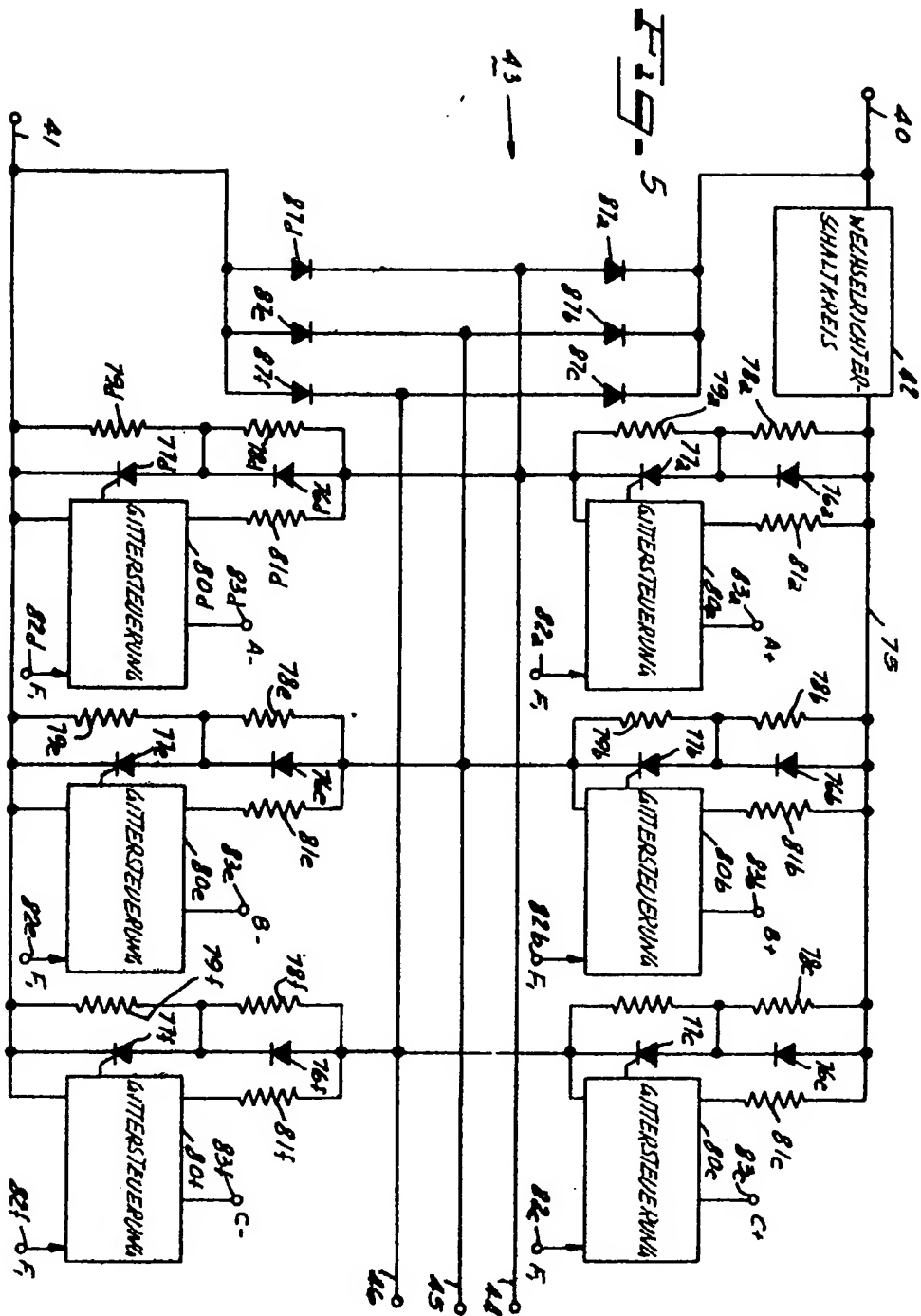


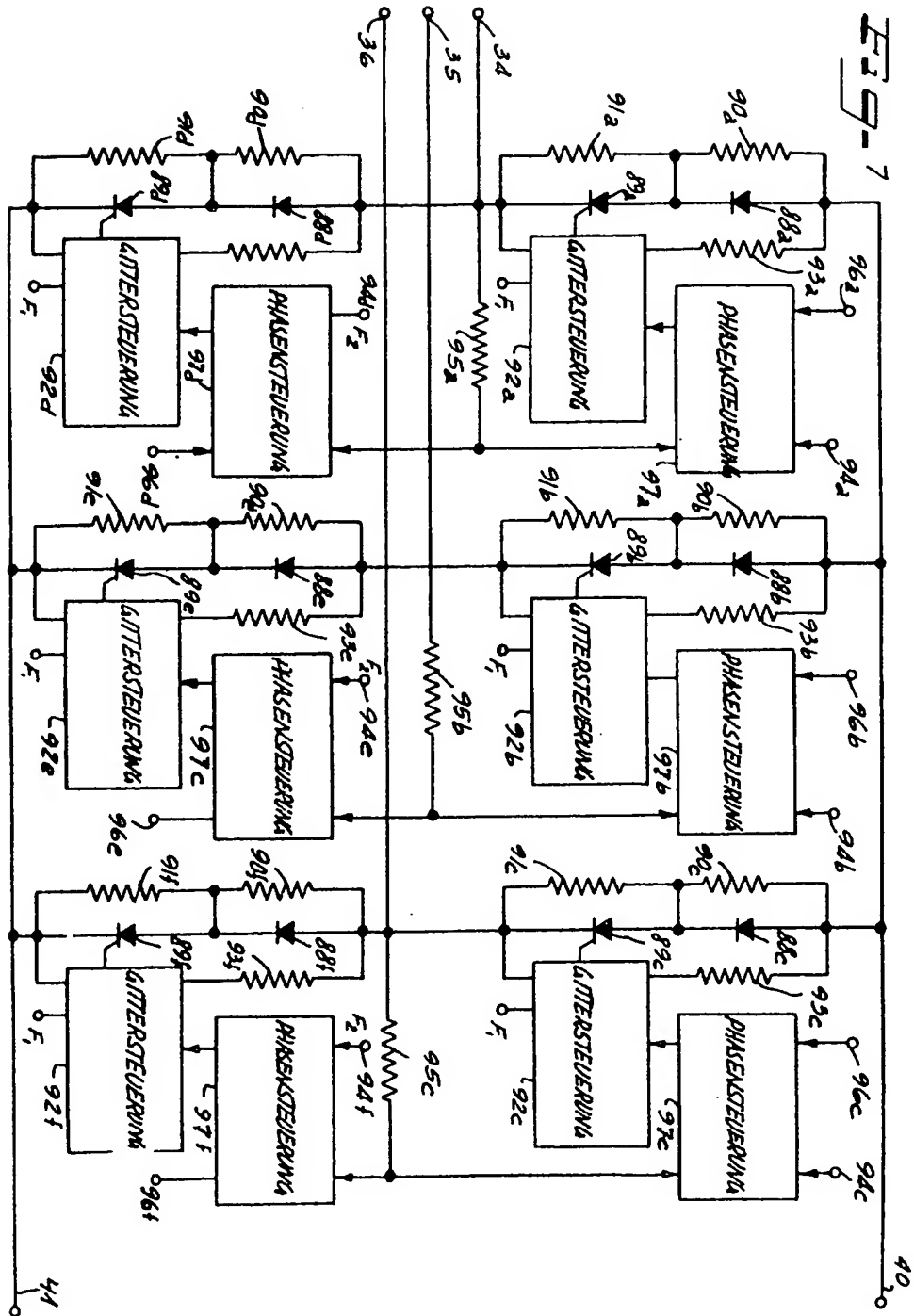


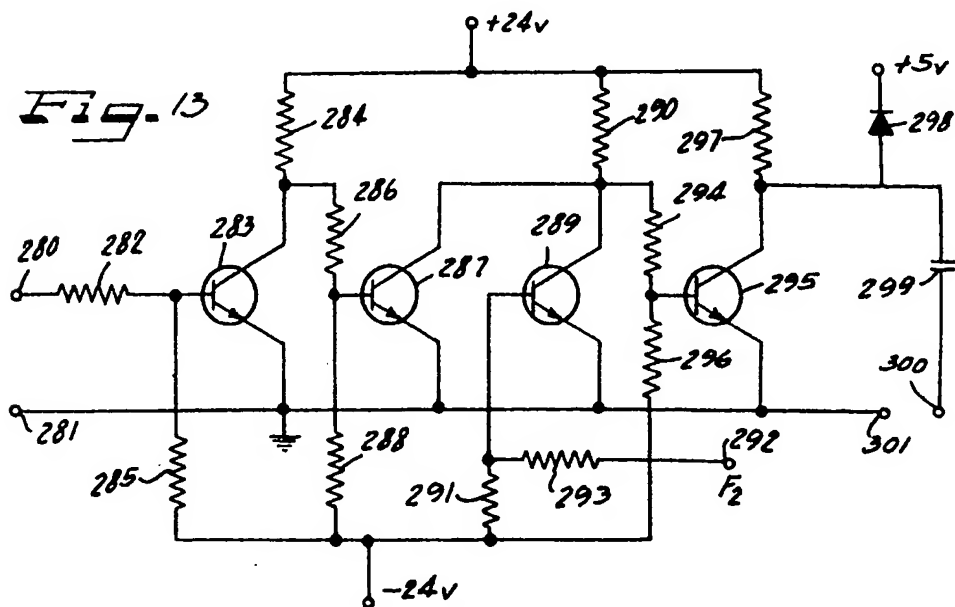
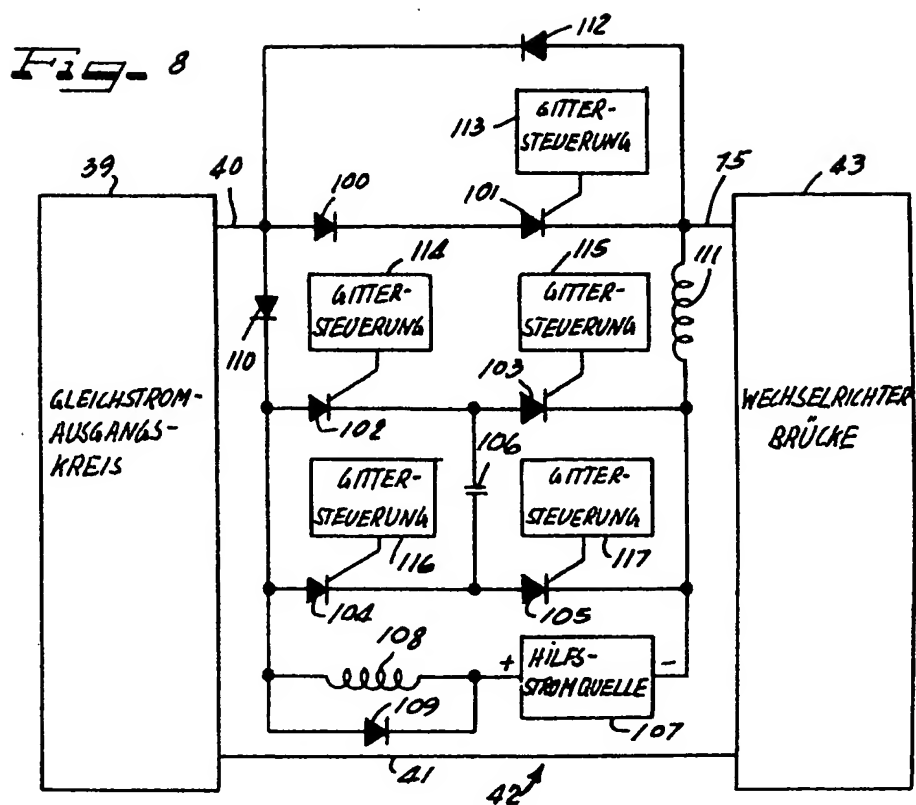




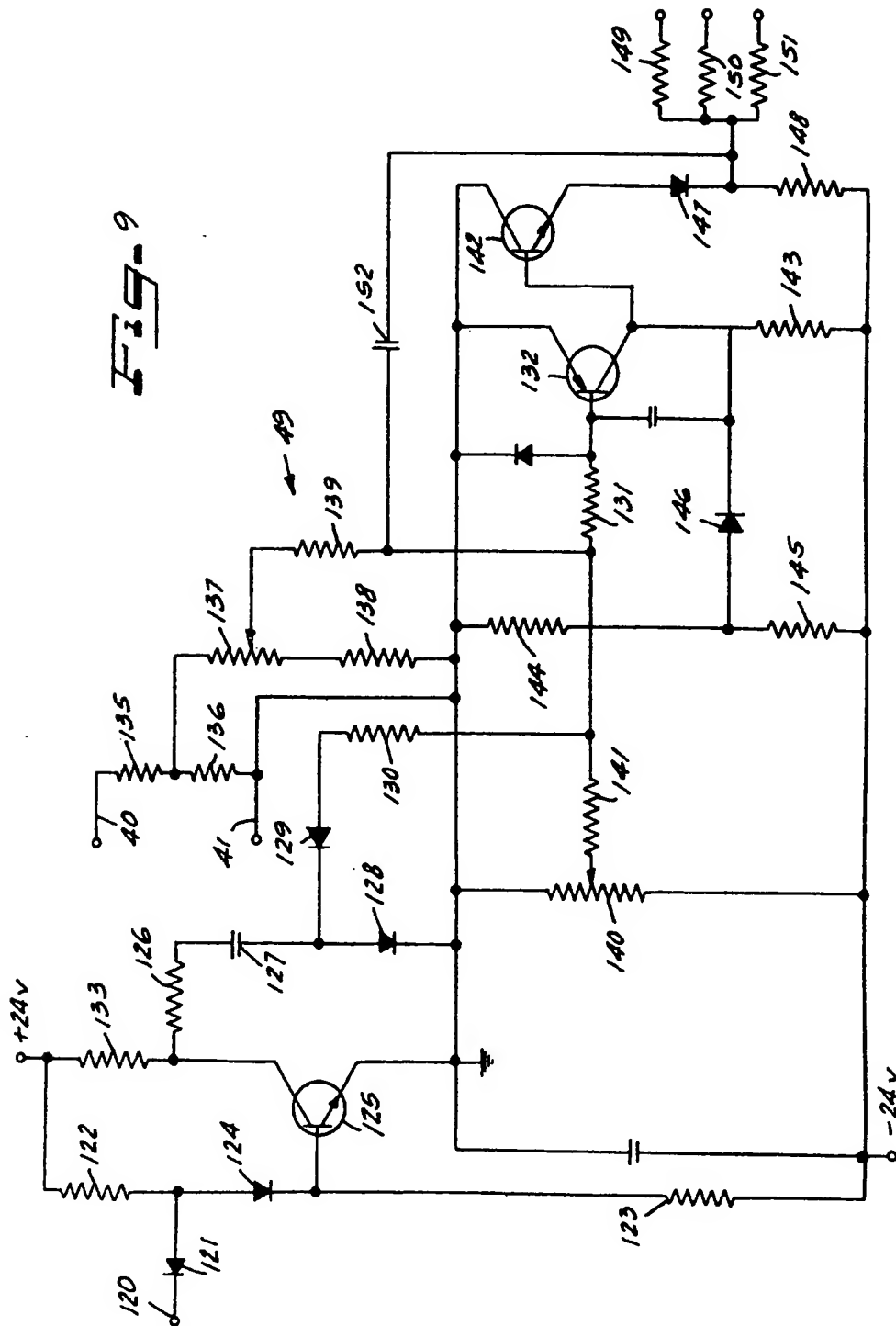












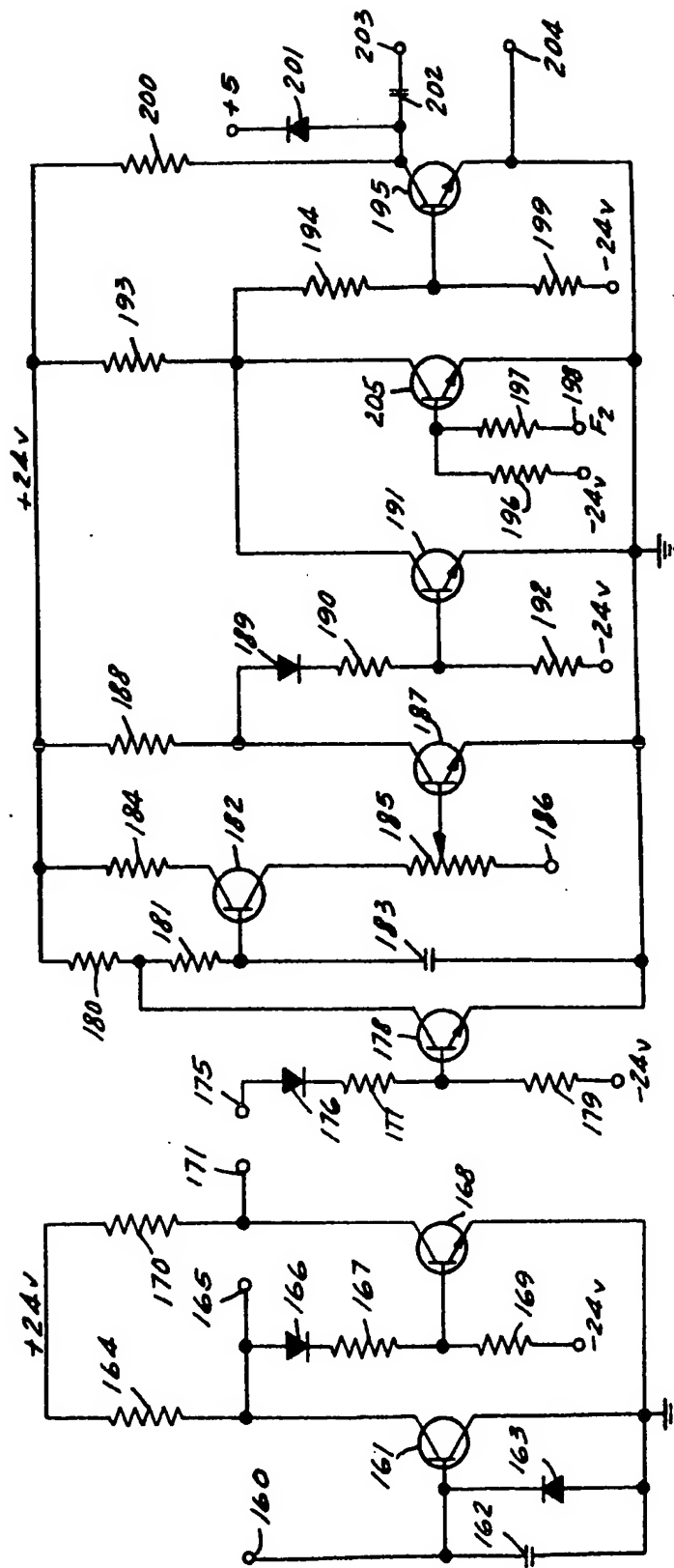


Fig. 11

Fig. 10

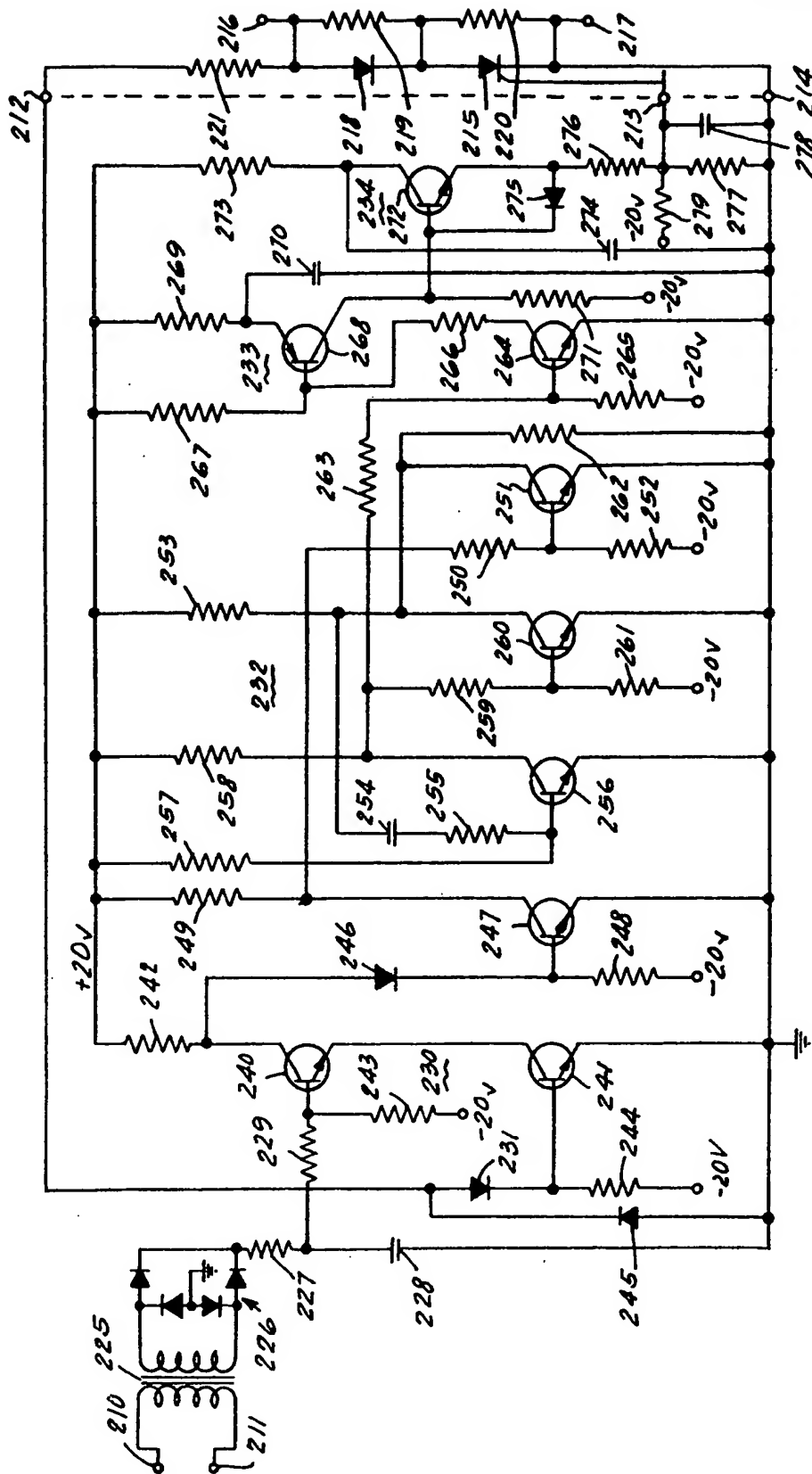


Fig. 12



